

자속 및 토오크 히스테리시스 밴드폭에 따른 직접토오크 제어

최연옥\* 정삼용\*\* 김대곤\*\*\* 김평호\*\*\*\* 조금배\* 백형래\*  
 \* 조선대학교 \*\* 한국수력원자력(주)\*\*\*전남과학대학 \*\*\*\*서강정보대학

Direct Torque Control according to Flux and Torque of Hysterisis Band

Youn-Ok Choi\* Sam-Yong Jeong\*\* Dae-Gon Kim\*\*\* Pyung-Ho Kim\*\*\*\* Geum-Bae Cho\* Hyung-Lae Baek\*  
 \*Chosun University \*\*Korea Hydro&Nuclear Power Co.\*\*\*Chunnam Techno College \*\*\*\*Seokang College

**Abstract** - Direct torque control(DTC) of AC motor has the fast torque and flux dynamic responses even though it has very simple scheme to implement. DTC is also very simple in its implementation because it needs only two hysteresis comparators and switching vector table for both flux and torque control. The amplitude of hysteresis band greatly influences on the drive performance such as flux and torque ripple, switching frequency and current harmonics. Therefore, authors analysis flux and torque hysteresis bands is suggested considering switching frequency and harmonic distortion of currents.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} &= -a_1 i_{ds} + a_3 \lambda_{dr} + a_4 \omega_r \lambda_{qr} + b v_{ds} \\ \dot{i}_{qs} &= -a_1 i_{qs} - a_4 \omega_r \lambda_{dr} + a_3 \lambda_{qr} + b v_{qs} \\ \dot{\lambda}_{dr} &= a_5 i_{ds} - a_7 \lambda_{dr} - a_8 \omega_r \lambda_{qr} \\ \dot{\lambda}_{qr} &= a_5 i_{qs} + a_8 \omega_r \lambda_{dr} - a_7 \lambda_{qr} \\ \dot{\omega}_r &= \frac{N_p}{J} (T_e - T_L) \end{aligned} \tag{1}$$

여기서,

$$\begin{aligned} a_1 &= \left( \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \right), \quad a_3 = \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r^2}, \\ a_4 &= \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad a_5 = \frac{R_r M}{L_r}, \quad a_6 = \frac{R_r}{L_r}, \quad a_8 = 1 \\ b &= \frac{1}{\sigma L_s}, \end{aligned}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds})$$

$R_s$ , 및  $R_r$ : 고정자 및 회전자 저항

$L_s, L_r$ , &  $M$ : 고정자, 회전자 및 상호 인덕턴스

$\sigma = 1 - M^2 / (L_s L_r)$ : 누설계수

$N_p$ : 극의 쌍수

$J$ : 회전자 관성

$T_L$ : 부하 토오크

$$\lambda_{dr} = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{ds} - \sigma L_s i_{ds}) \tag{2}$$

$$\lambda_{qr} = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{qs} - \sigma L_s i_{qs})$$

고정자 자속은 식 (3)과 같이 인가 전압 및 고정자 전류에 의해 기술할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\lambda}_{ds} &= v_{ds} - R_s i_{ds} \\ \dot{\lambda}_{qs} &= v_{qs} - R_s i_{qs} \end{aligned} \tag{3}$$

따라서 식 (2)를 식 (1)의 고정자 전류 모델에 대입하고, 식 (1)의 회전자 자속모델을 식 (3)으로 대치하고 부하토오크  $T_L$ 의 미분형을 추가하면 식 (4)와 같이 고정자 변수에 의한 유도전동기 상태방정식 모델이 유도된다. 여기서, 부하토오크는 식 (1)의 상태변수와 무관한 미지변수이므로 임의의 상수로 간주하였다.

1. 서 론

유도전동기의 가변속 제어방식으로 고정자 전류를 자속 및 토오크 성분으로 분리 제어하는 벡터제어 방식은 속응성과 정확성 측면에서 우수하나 제어기의 수가 많고 검출해야 할 정보량이 많아 제어 알고리즘이 복잡하므로 구현이 어렵고 고성능 프로세서의 적용이 요구되므로 경제성 측면에서 불리하다. 따라서 벡터 제어의 단점을 극복하고 자속과 토오크 제어의 속응성을 유지하기 위한 방식으로 최근에는 직접 토오크 제어(Direct Torque Control)이론이 등장하게 되었다.<sup>[1]</sup>

직접토오크제어는 공간벡터개념을 기본으로 하고 있으며 스칼라 제어방식인 V/F 제어방식과 같이 제어기 구성이 단순한 반면 벡터제어방식과 같이 토오크 제어 성능이 우수한 제어방식으로 스칼라제어와 벡터제어의 중간적인 방법이라 할 수 있다. 일반적인 직접토오크 제어방식은 전동기의 정수 중에서 고정자 저항에 대한 정보만을 필요로 하므로 급작스러운 부하 변동이나 순간적인 지령치 변동 등에 대한 속응성이 우수하다. 다만 직접 토오크제어 방식은 기동시 또는 저속운전시 큰 토오크 리플이 발생하기 쉽고, 인버터의 설계에 중요한 변수 중의 하나인 스위칭 주파수가 히스테리시스 비교기의 밴드폭에 의해 크게 변화되는 단점을 지니고 있다.<sup>[2]</sup>

따라서 본 논문에서는 직접토오크제어 방식을 유도전동기에 적용하기 위한 시스템을 모델링하고 자속제어기와 토오크제어기의 히스테리시스 밴드가 시스템의 스위칭 주파수와 전류 왜곡에 미치는 영향을 분석하고자 자속제어기와 토오크제어기의 히스테리시스 밴드의 가변에 따른 전동기의 전류의 특성을 비교 분석하였다.

2. 유도전동기 구동시스템 모델링

유도전동기는 직교의 정좌표에서 식 (1)과 같이 모델링된다.

널리 알려진 유도전동기 등가회로 부터 회전자 자속은 식 (2)와 같이 고정자 전류와 고정자 자속으로 나타낼 수 있으며,

3. 직접토오크 제어

3.1 직접토오크 제어 기법

직접토크제어는 순시 토크와 순시 자속을 독립적으로 제어하는 방법으로 자속과 토크의 지령치를 입력받아 각각 유도전동기의 고정자 전압과 고정자 전류 정보를 이용해 추정된 고정자 자속 및 고정자 전류와 추정 자속으로부터 연산된 추정 토크와 비교하여 오차를 발생한다. 발생한 오차를 히스테리시스 밴드폭과 비교하여 매 연산주기마다 오차가 최소화하도록 인버터의 전압벡터를 선정하는 직접토크제어는 자속과 토크를 독립적으로 제어하므로 빠른 응답성과 정확성을 얻을 수 있으며 제어기 구성이 단순하다는 장점을 가지고 있으나 히스테리시스 제어기를 사용함으로써 스위칭 주파수가 가변적이고 토크 리플이 크며 기동 및 저속 특성이 양호하지 않는 단점이 있다.<sup>[3,4,5]</sup>

그림 1은 유도전동기의 직접토크제어의 블럭다이어그램으로 제어기의 구성은 크게 고정자 자속과 토크 연산 블록, 자속과 토크 제어를 위한 히스테리시스 비교기, 전압벡터 선정 블록으로 구분된다.<sup>[1]</sup>

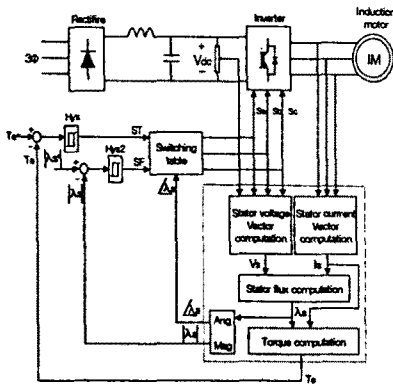


그림 1 유도전동기의 DTC제어기법의 블럭다이어그램.  
Fig. 1 Block diagram of IM drive under DTC.

### 3.2 최적 스위칭 전압벡터

고정자 자속과 고정자 전압과의 관계는 식 (3)을 이용하여 직접토크제어는 인버터의 출력인 고정자 전압으로부터 고정자 자속을 직접 제어한다.<sup>[4]</sup>

여기서 인버터 전압벡터를 발생시키는데 필요한 섹터는 식 (4)와 같이 고정자 자속의 크기와 위치각을 이용하여 결정된다.

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2} \quad (4)$$

$$\angle \lambda_s = \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_{qs}}{\lambda_{ds}} \right)$$

또한, 정상운전시 식 (3)에 포함된 고정자 저항값은 일반적으로 작은 값이므로 이에 의한 전압강하  $R_s i_{ds}$ 를 무시하면 고정자 자속은 고정자 전압의 크기에 정 비례한 벡터로 간주할 수 있다. 따라서 어느 순간에서 식 (3)의 고정자 자속은 식 (5)와 같이 이산형으로 나타낼 수 있다.

$$\Delta \lambda_s = V_s \times \Delta t \quad (5)$$

여기서,  $\Delta t$ 는 샘플링 주기이다.

그림 2는 인버터 전압벡터를 이용하여 자속 및 토크를 제어하는 원리를 설명하기 위하여 고정자 자속의 섹터 및 인버터 전압벡터를 나타낸 것이다. 그림 2에서 고정자 자속벡터가 섹터 1에 위치하고 있고 회전자가 화살표 방향과 같이 반시계 방향으로 회전하고 있다고 가정하면 고정자 자속  $\lambda_s$ 는 고정자 자속과 인버터 전압의 벡터합에 의해 제어되며, 토크는 토크와 인버터 전압의 벡터합에 의하여 제어된다. 즉, 인버터 전압벡터  $V_2$ 는 고정자 자속과 토크를 증가시키고,  $V_3$ 는 자속은 감소시키는 반면 토크를 증가시킨다.  $V_5$ 는 자속과 토크를 모두 감소시키며,  $V_6$ 은 자속을 증가시키고 토크는 감소시킨다. 또한  $V_1$ 은 자속을 증가시키나 토크는 거의 변화시키지 않으며,  $V_4$ 는 자속을 감소시키나 토크는 거의 변화시키지 않는다. 더불어 영전압벡터  $V_0$  및  $V_7$ 는 자속을 변화시키지 않는 반면 토크를 감소시킨다. 이와 같은 방법으로 고정자 자속이 다른 섹터에 머무르는 경우에도 전압벡터가 고정자 자속 및 토크에 미치는 영향을 검토하면 토크 및 자속 제어에 필요한 전압벡터를 손쉽게 결정할 수 있다.

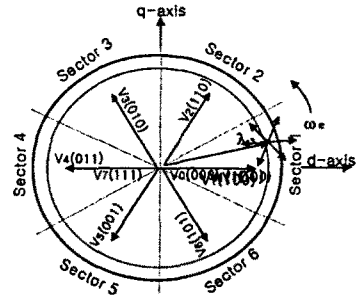


그림 2 섹터 1에서의 고정자 자속의 변화.  
Fig. 2 Variation of stator flux( stator flux is in sector 1)

## 4. 시뮬레이션

### 4.1 시뮬레이션 구성

유도전동기의 직접토크제어 알고리즘을 구현하고 제한된 고정자 자속관측기의 특성 분석을 위해 Matlab/ Simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 3은 직접토크제어를 위한 Simulink 구성도로서 제어기의 구성은 크게 나누어 고정자 자속과 토크 연산 블록, 자속과 토크 비교기, 전압벡터 선정블록으로 나누어져 있다. 여기서, 자속제어기는 2-레벨(0,1) 히스테리시스 비교기를 적용하고, 토크 제어기는 3-레벨(-1,0,1) 히스테리시스 비교기를 적용하였다. 시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 파라미터는 표1과 같다.

표 1. 전동기 파라미터  
Table 1. Motor parameter

| parameter | value     | parameter | value      |
|-----------|-----------|-----------|------------|
| 정격극수      | 2극        | Rs        | 1.1806 (Ω) |
| 정격출력      | 1.5 (kW)  | Rr        | 1.1712 (Ω) |
| 정격전압      | 220(V)    | Ls        | 94.84 (mH) |
| 정격전류      | 6.5(A)    | Lr        | 94.84 (mH) |
| 정격속도      | 1800(rpm) | Lm        | 91.89 (mH) |

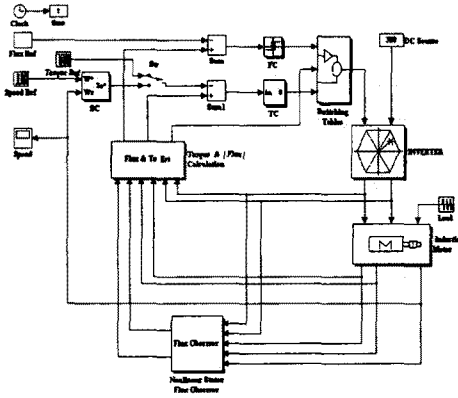


그림 3 직접토크 제어의 시뮬레이션 블록도  
Fig. 3 Simulation block diagram of DTC

#### 4.2 시뮬레이션 결과

그림 4는 자속제어 비교기의 히스테리시스 밴드폭 가변에 따른 전동기의 상 전류 파형이다. 이때 토크 제어 비교기의 히스테리시스 밴드는 0.01로 고정하였다. 그림에서와 같이 전동기의 상전류는 자속제어기의 밴드폭에 따라 크게 영향을 받는 것을 알 수 있다.  $\lambda_{band}=0.01$ 일 때는 6-step 인버터의 경우와 같이 고정자 자속은 공간벡터 상에서 6각형의 궤적을 가지게 된다.

그림 5는 토크제어 비교기의 히스테리시스 밴드 폭의 가변에 따른 전동기의 상 전류파형이다. 이때 자속제어 비교기의 히스테리시스 밴드폭은 0.01로 고정하였다. 그림에서 높은 주파수 대역의 전류 왜곡은 조금씩 증가하지만 그림 4과 비교해 보면 전동기의 상전류는 상대적으로 토크제어 비교기의 밴드값에는 크게 변동하지 않는 것을 알 수 있다.  $T_{band}=0.1$ 일 때에도 고정자 자속은 공간벡터 상에서 원형의 궤적을 유지할 수 있다.

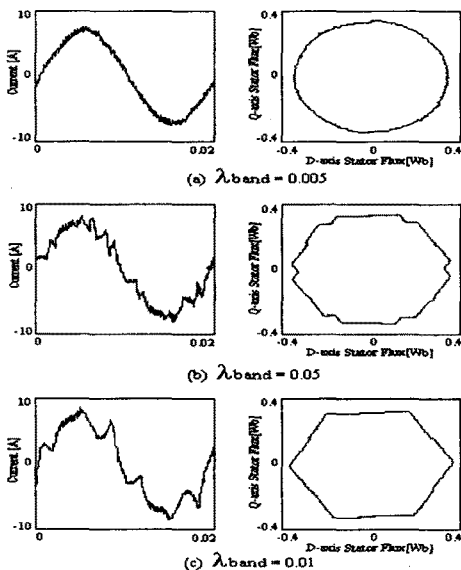


그림 4. 자속 히스테리시스 밴드에 따른 전동기 전류파형  
Fig. 4 Motor Current according to Flux Hysteresis band

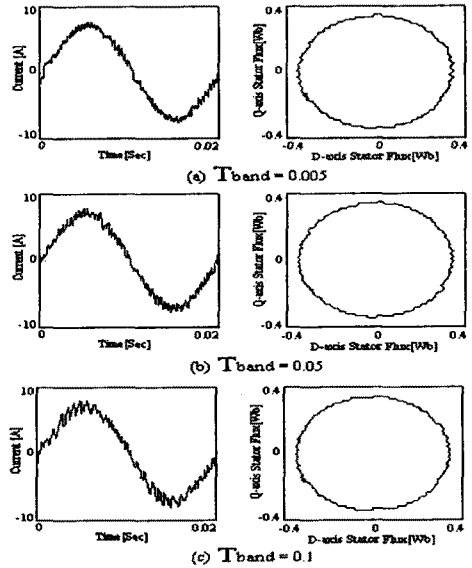


그림 5. 토크 히스테리시스 밴드에 따른 전동기 전류파형  
Fig. 5 Motor Current according to Torque Hysteresis band

#### 5. 결론

유도전동기의 벡터제어 방식은 신속하고 정확하게 자속 및 토크를 제어할 수 있는 장점을 지고 있으나 제어알고리즘이 복잡하여 구현이 어렵고 경제적인 부담이 증가하므로 제어알고리즘이 비교적 간단한 직접토크제어를 통하여 정확하고 빠른 자속과 토크의 응답을 얻을 수 있었다. 또한, 자속제어기와 토크제어기의 히스테리시스 밴드가 시스템의 스위칭 주파수와 전류왜곡에 미치는 영향을 분석하고자 자속제어기와 토크제어기의 히스테리시스 밴드의 가변에 따른 유도전동기의 전류의 특성에 관하여 고찰한 결과 자속제어기의 히스테리시스 밴드의 가변에 따른 전류 왜곡이 심하나 토크제어기의 히스테리시스 밴드 가변에 따른 변화는 거의 없음을 시뮬레이션 결과들 통하여 알 수 있었다.

#### (참고 문헌)

- [1] I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction motor", IEEE Trans. on Industry Application, Vol. 22, No. 5 Sept/Oct, 1986, pp820~827
- [2] Jun-Koo Kang, Seung-Ki Sul, "New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency", IEEE, Trans. on Industry Application, Vol. 35, No. 5 Sept/Oct. 1999, 1076~1082
- [3] S.Y. Jeong, et al, "Application of Extended Luenberger Observer for Induction Motor control", ICPE'98, pp. 304-309, 1998
- [4] M. Zeitz, "Extended Luenberger observer for nonlinear multivariable systems", International Journal of Control, Vol. 47, No. 6, pp 1823-1836, 1988
- [5] H. Nijmeijer and A. van der Schaft, "Nonlinear dynamical control systems", Springer, 1995