

일정 스위칭 주파수를 위한 유도전동기의 직접토크 제어

최연옥* 정병호* 임병옥** 정삼웅*** 서진연**** 조근배* 백형래*
 * 조선대학교 ** 한국전기전자시험연구소 *** 한국수력원자력(주) ****여수공업대학

Direct Torque Control Of Induction Motor for Constant Switching Frequency

Youn-Ok Choi* Byung-Ho Chung* Byung-Ok Lim** Sam Young Jeong*** Jin-Yeon Seo**** Geum Bae Cho* Hyung-Lae Baek*
 *Chosun University **KETI ***Korea Hydro&Nuclear Power Co.****YoSu Techno College

Abstract - In this paper, a direct torque control method of an induction motor is proposed which enables constant switching frequency. The switching strategy of a conventional direct torque control scheme which is based on hysteresis comparator results in a variable switching frequency which depends on the speed, flux, stator voltage and hysteresis band of the comparator. This paper proposes a new switching strategy which determine the effective switching time on each switching period by comparing the ascending and descending torque slopes. The simulation results are presented to verify this proposed scheme.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} &= -a_1 i_{ds} - i_{qs} \omega_r + a_3 \lambda_{dr} + a_4 \omega_r \lambda_{qr} + b v_{ds} \\ \dot{i}_{qs} &= i_{ds} \omega_r - a_1 i_{qs} - a_4 \omega_r \lambda_{dr} + a_3 \lambda_{qr} + b v_{qs} \\ \dot{\lambda}_{ds} &= -a_5 i_{ds} + v_{ds} \\ \dot{\lambda}_{qs} &= -a_5 i_{qs} + v_{qs} \\ \dot{\omega}_r &= a_9 (i_{qs} \lambda_{ds} - i_{ds} \lambda_{qs}) - a_{10} T_L \\ \dot{T}_L &= 0 \end{aligned} \tag{1}$$

여기서,

$$\begin{aligned} a_1 &= \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \right), \quad a_3 = \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r^2}, \\ a_4 &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \quad a_5 = \frac{R_r L_m}{L_r}, \quad a_6 = \frac{R_r}{L_r}, \quad a_8 = 1 \\ a_9 &= \frac{3}{2J} N_p^2 \frac{L_m}{L_r}, \quad b = \frac{1}{\sigma L_s}, \end{aligned}$$

R_s 및 R_r : 고정자 및 회전자 저항

L_s, L_r , & L_m : 고정자, 회전자 및 상호 인덕턴스

$\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$: 누설계수

N_p : 극의 쌍 수, J : 회전자 관성, T_L : 부하 토크

3. 직접토크제어

3.1 히스테리시스 직접토크제어

직접토크제어는 순시 토크와 순시 자속을 독립적으로 제어하는 방법으로 자속과 토크의 지령치와 고정자 자속과 전류로부터 추정된 토크를 비교하여 이의 오차를 히스테리시스 밴드폭과 비교하여 매 연산주기마다 오차가 최소화하도록 인버터의 전압벡터를 선정하는 방식이다. 그림 1은 유도전동기의 직접토크제어의 블록다이어그램이다.

1. 서 론

유도전동기의 가변속 제어방식으로 고정자 전류를 자속 및 토크 성분으로 분리 제어하는 벡터제어 방식은 속응성과 정확성 측면에서 우수하나 제어기의 수가 많고 검출해야 할 정보량이 많아 제어 알고리즘이 복잡하여 이러한 단점을 극복하고 자속과 토크 제어의 속응성을 유지하기 위한 방식으로 직접 토크 제어(Direct Torque Control)이론이 등장하게 되었다.^[1]

기존의 히스테리시스 방식의 직접토크제어는 급작스러운 부하 변동이나 순간적인 지령치 변동 등에 대한 속응성이 우수하나 기동시 또는 저속운전시 큰 토크 리플이 발생하기 쉽고, 인버터의 설계에 중요한 변수 중의 하나인 스위칭 주파수가 히스테리시스 비교기의 밴드폭과 전동기 속도에 의해 크게 변화되는 단점을 지니고 있다.^[2] 따라서 최근에는 일정한 스위칭 주파수를 갖는 직접토크 제어를 구현하기 위하여 평균 토크 제어^[3] 등 많은 연구가 진행되어 왔다. 평균 토크 제어 방식의 경우 단방향 제어만이 가능한 단점이 있다.

따라서 본 논문에서는 평균토크 제어 방식과 유사하게 상승 토크와 하강 토크의 기울기로부터 일정한 스위칭 구간에서 유효 전압 벡터의 인가시간을 결정하고 정역제어시 기존의 복합형 토크 히스테리시스 변환기와 동일하게 속도 변동에 따른 감속 토크의 변화 추이에 따라 유효벡터의 전환이 이루어지도록 하여 정역제어가 가능한 토크 기울기를 이용한 일정한 스위칭 제어방식을 제안하고 있으며, 시뮬레이션을 통하여 원활한 정역제어가 가능함을 확인하였다. 다른 전동기의 전류의 특성을 비교 분석하였다.

2. 유도전동기 구동시스템 모델링

유도전동기는 식 (1)과 같이 직교좌표의 고정자 전류 및 자속 외에 속도항으로 구성된 상태방정식으로 나타내어진다.^[4]

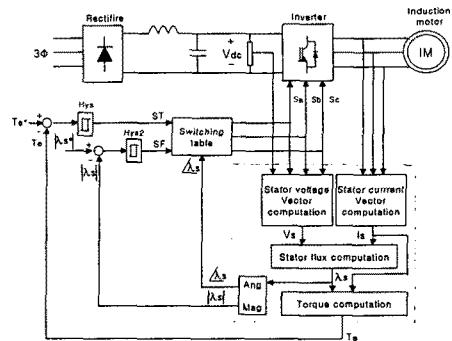


그림 1 유도전동기의 DTC제어기법의 블록다이어그램
 Fig. 1 Block diagram of IM drive under DTC

3.2 최적 스위칭 전압벡터

그림 2는 최적 스위칭 전압벡터를 구현하기 위한 원리도이다. 그림에서 인버터 전압벡터를 발생시키는데 필요한 벡터는 식 (2)와 같이 고정자 자속의 크기와 위치각을 이용하여 결정된다.

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

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

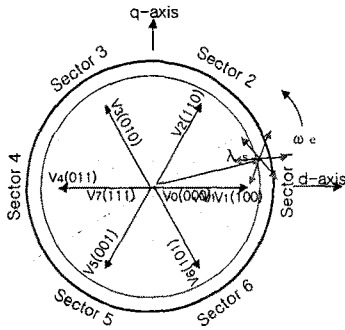


그림 2 섹터 1에서의 고정자 자속의 변화.
Fig. 2 Variation of stator flux(stator flux is in sector 1)

그림 2에서 전압벡터의 선정은 고정자 자속의 증감 필요성 및 토오크의 증감 필요성에 따라 이루어진다. 예로서 자속벡터가 섹터 1에 위치하고 있고 회전자가 화살표 방향으로 회전하고 있다고 가정하면 인버터 전압벡터 V_2 는 고정자 자속과 토오크를 증가시키고, V_3 는 자속은 감소시키는 반면 토오크를 증가시킨다. V_5 는 자속과 토오크를 모두 감소시키며, V_6 은 자속을 증가시키고 토오크는 감소시킨다. 또한 V_1 은 자속을 증가시키나 토오크는 거의 변화시키지 않으며, V_4 는 자속을 감소시키나 토오크는 거의 변화시키지 않는다. 더불어 영전압 벡터 V_0 및 V_7 은 자속을 변화시키지 않는 반면 토오크를 감소시킨다. 이와 같은 방법으로 고정자 자속이 다른 섹터에 머무르는 경우에도 전압벡터가 고정자 자속 및 토오크에 미치는 영향을 검토하면 토오크 및 자속 제어에 필요한 전압벡터를 손쉽게 결정할 수 있다.

3.3 토오크 기울기 계산

직접 토오크제어 방식에서의 일정한 스위칭 주파수를 실현하기 위해서는 유효 전압 벡터가 인가되는 시점의 상승토오크 기울기와 영벡터가 인가되는 시점의 하강토오크 기울기를 이용하여 미리 결정된 스위칭 구간내에서 전압벡터의 유효 인가시간을 결정할 수 있다. 상승 토오크 및 하강 토오크 기울기는 식 (3) 과 같다^[2].

$$S_A = h_a + h_b + h_c$$

$$S_D = h_b + h_c \quad (3)$$

여기서,

$$h_a = \frac{3}{2} N_p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} [-v_{ds} \phi_{qr} + v_{qs} \phi_{dr}]$$

$$h_b = -\frac{3}{2} N_p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r [\phi_{ds} \phi_{qr} + \phi_{qs} \phi_{dr}]$$

$$h_c = -\left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right]$$

식 (3)으로부터 상승기울기 S_A 는 전압벡터를 포함하고 있어 급격하고 영전압 벡터에 의한 하강기울기 S_D 는 상대적으로 완만함을 직감할 수 있다.

그림 3은 섹터 1에서 자속의 회전에 따른 유효전압벡터에 의한 토오크 상승 기울기의 변화를 나타낸 것이다.

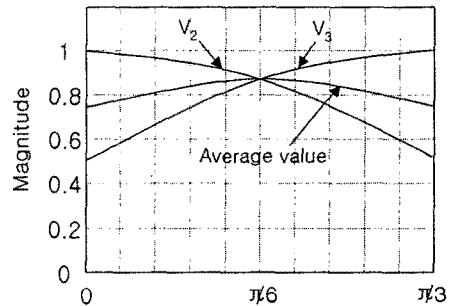


그림 3 고정자 자속 회전에 따른 토오크 상승기울기
Fig. 3 Torque ascending slope due to rotation of flux

식(3)으로부터 유효전압의 인가시간은 삼각법을 이용하여 쉽게 도출할 수 있다. 단 매 스위칭 구간의 초기에 유효 인가시간을 결정하기 위해서는 직전의 토오크 기울기를 알고 있어야 하나 식 (3)의 h_a 의 경우 영벡터가 인가되는 시점에서는 연산이 불가능하다. 따라서 직전 스위칭 구간 초기에 취득된 토오크 기울기를 이용하는 경우에는 오차가 상대적으로 커지므로 본 논문에서는 식 (4)를 이용하여 h_a 를 연속적으로 계산하므로써 제어의 정확도를 향상시켰다.

$$h_a = \frac{3}{2} N_p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} S_{inv} \quad (4)$$

여기서,

$$S_{inv1} = \sin(\pi/3 - th_{\phi rs}) \phi_r V_{dc}$$

$$S_{inv2} = \sin(2\pi/3 - th_{\phi rs}) \phi_r V_{dc}$$

$$\phi_r = \sqrt{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2}$$

$th_{\phi rs}$: 6개의 섹터로 구분된 회전자 자속의 회전각을 $0 \sim \pi/3$ [rad]로 치환하여 나타냄.

식 (4)에서 S_{inv1} 또는 S_{inv2} 는 자속의 증감 또는 회전 방향에 따라 논리적으로 선택되는 변수임.

4. 시뮬레이션

4.1 시뮬레이션 구성

제안된 일정 스위칭 주파수를 갖는 직접 토오크 제어 알고리즘을 구현하고 이의 동특성 분석을 위하여 Matlab/Simulink를 이용하여 그림 4와 같이 시뮬레이션을 수행하였다.

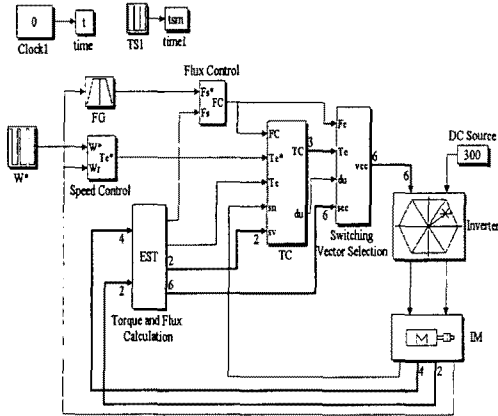


그림 4 직접토오크 제어의 시뮬레이션 블럭도
Fig. 4 Simulation block diagram of DTC

4.2 시뮬레이션 결과

그림 5는 제안된 직접 토오크 제어에 의한 유도전동기 정역 제어의 결과를 나타낸 것이다. 그림 5에서 전동기 토오크에 포함된 리플은 속도에 비례함을 보여준다. 보다 엄밀한 의미에서는 토오크의 감소기울기의 절대값에 비례한다. 또한 정역제어의 과도기에서 토오크의 감소 기울기의 부호가 반전되는 시점은 전동기가 충분히 감속되고 역방향으로 회전하기 이전에 존재함을 알 수 있다.

그림 6 (a)는 식 (3)에 포함된 h_a 성분(유효전압벡터가 토오크 상승기울기에 미치는 영향)을 연속적으로 추정하기 위하여 제안된 식 (4)에 의해 추정된 S_{vmx} 를 나타내며, 그림 6 (b)는 S_{vmx} 와 h_a 가 일치함을 보여준다.

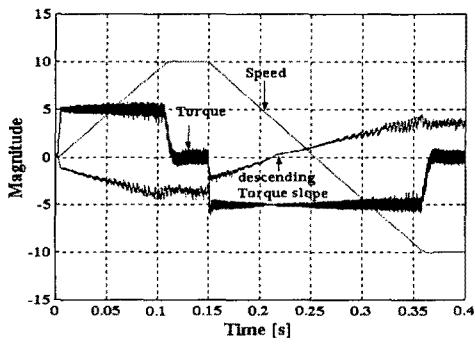
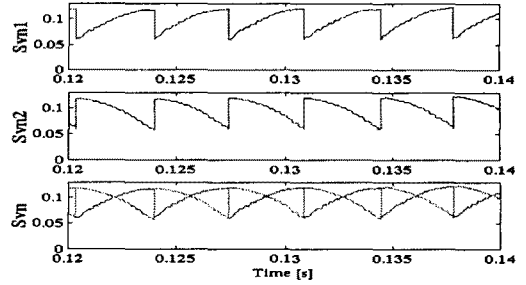
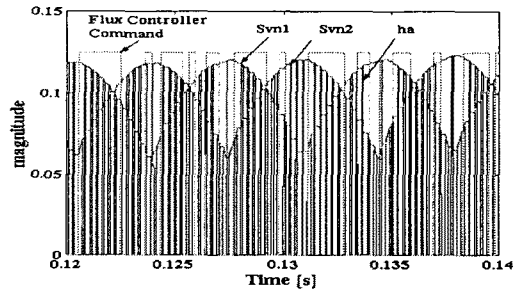


그림 5 제안된 DTC에 의한 정역제어 결과
Fig. 5 Simulation result under the proposed method



(a) S_{vmx} 연산 결과



(b) S_{vmx} 및 h_a

그림 6 유효전압벡터에 의한 토오크 상승기울기

Fig. 6 Ascending torque slope due to eff. volt vector

5. 결론

유도전동기의 제어의 속응성을 향상시키기 위해 제안된 히스테리시스 방식의 직접 토오크 제어의 단점을 보완하여 일정한 스위칭 주파수를 갖으며, 토오크 제어의 속응성을 유지시키기 위한 방안으로 토오크의 상승기울기 및 하강기울기로부터 전압벡터의 유효인가시간을 결정하는 방식을 제안하고 이의 시뮬레이션 결과를 제시하였다.

시뮬레이션 결과 기존의 단방향 제어만이 가능한 평균 토오크 방식과는 달리 정역제어가 원활하게 이루어지고 있으며 토오크 상승기울기에 미치는 전압벡터의 영향을 연속적으로 추정하기 위하여 제안한 새로운 토오크 상승기울기 연산식의 유효함을 확인하였다.

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] 강준구, "유도전동기 구동을 위한 적정 토오크 제어 영역의 해석 및 출력특성 개선" 공학박사 학위논문, 서울대, 1999
- [3] E. Flach, R. Hoffmann and P. Mutschler, "Direct Mean torque Control of an Induction Motor", 7th Euro. Conf. on Power Electronics and Applications, Vol 3/3, 1997
- [4] 조근배, 최연옥, 백형래, "저속영역에서의 동특성개선을 위한 유도전동기의 직접토오크제어", 전력전자학회논문집, 2000년 12월호