

유도전동기 직접토크제어를 위한 새로운 퍼지 가변스위칭 섹터기법

류지수, 이기상, 홍순찬
단국대학교 전기공학과

New Fuzzy Variable Switching Sector Technique for DTC on Induction Motor Drives

Ji-Su Ryu, Kee-Sang Lee, and Soon-Chan Hong
Dept. of Electrical Engineering, Dankook University

ABSTRACT

Direct torque control (DTC) scheme provides a very quick torque response without the complex field-orientation block and inner current regulation loop. DTC is known as an appropriate scheme for high power induction motor drives because it can be used at lower switching frequency. There are a major drawbacks with the application of DTC schemes : it is large current harmonics due to flux drooping in a low speed range. In order to solve the problem, the fuzzy variable switching sector scheme are adopted in this paper. A meaningful contribution of this paper is to propose a simple realization scheme of the fuzzy variable switching sector technique. Experimental results show the effectiveness of this proposition.

1. 서 론

DTC는 복잡한 좌표변환과정과 내부 전류제어루프 없이 빠른 토크응답을 얻을 수 있으며 제어알고리즘이 간단하고 최소한의 전동기 파라미터 정보만으로 구현이 가능하다^[1,2]. 그러나, DTC는 저속영역에서 자속저하(drooping)현상이 발생하는 문제점이 있다.[3,4] 자속저하 문제의 해결방안으로 자속회복(flux refreshment)기법과 가변스위칭 섹터(variable switching sector)기법이 제안되어있다^[3]. 자속회복기법은 일반적으로 인버터의 스위칭 주파수를 증가시키므로 낮은 스위칭 주파수가 요구되는 대용량 전동기 구동장치에의 적용은 곤란하다. 가변스위칭 섹터기법은 자속저하를 개선하는 동시에 스위칭 주파수를 감소시킬 수 있기 때문에 대용량 전동기 구동시스템에 적합하다. 그러나 이제까지의 가변스위칭 섹터기법은 이 기법의 성능을 좌우하는 파라미터인 섹터이동각의 한계치가 알려졌을 뿐이며 적절한 이동각 결정규칙이 제시되지 못한 상태이다^[3].

본 논문에서는 DTC와 관련된 문제점인 저속영역에서 자속저하의 해결방안을 제시하고 그 타당성을 검증함에 목적을 둔다. 먼저 저속영역에서 자속저하로 인한 전류 고조파 성분의 저감을 위해서 퍼지 가변스위칭 섹터 제어기를 구성한다. 또한 퍼지 제어기를 구현할 때 많은 계산량을 요구하는 퍼지 추론 엔진 대신에 단순한 함수계산에 의한 실현방법을 제시하며 실험을 통해 이들 기법의 타당성을 검증한다.

2. 유도전동기 모델 및 DTC의 개념

일반적으로 3상 유도전동기를 2상 정좌표계($\alpha - \beta$)에서 표현하면

$$\mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d \lambda_s}{dt} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{v}_r = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d \lambda_r}{dt} - j\omega_r \lambda_r \quad (2.2)$$

$$\lambda_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r \quad (2.3)$$

$$\lambda_r = L_m \mathbf{i}_s + L_r \mathbf{i}_r \quad (2.4)$$

와 같이 되며, 여기서 s와 r은 고정자와 회전자를 나타내는 첨자이다. \mathbf{v}_s 와 \mathbf{v}_r 은 공간전압벡터이며 λ_s 와 λ_r 은 공간자속벡터이다. L_s 와 L_r 은 자기인덕턴스이며 L_m 은 상호 인덕턴스이다. 또한 R_s 와 R_r 은 권선저항이며 ω_r 은 회전자의 전기 각속도이다. 고정자 자속은 식 (2.1)로부터 식 (2.5)와 식 (2.6)같이 얻을 수 있으며, 고정자 자속의 크기와 각위치는 식 (2.7)과 식 (2.8) 같다.

$$\lambda_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \quad (2.5)$$

$$\lambda_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \quad (2.6)$$

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{\alpha s}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \quad (2.7)$$

$$\theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\lambda_{\beta s}}{\lambda_{\alpha s}}\right) \quad (2.8)$$

유도전동기의 토크는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{\alpha s} i_{\beta s} - \lambda_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (2.9)$$

여기서 P는 유도전동기의 극수이다.

DTC의 기본원리는 식 (2.1)을 짧은 샘플링시간 T_{sample} 동안의 자속의 증분형태로 표현한 다음 식으로부터 얻을 수 있다^[1].

$$\Delta\lambda_s = (v_s - R_s i_s) T_{sample} \quad (2.10)$$

식 (2.10)에서 고정자 저항에서 전압강하를 무시하면 자속은 인버터의 출력전압벡터에 의하여 제어될 수 있다.

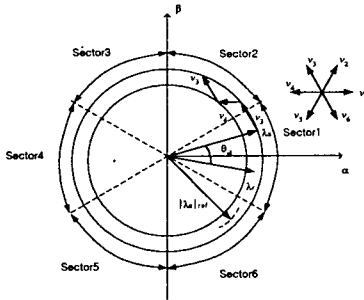


그림 1 인버터의 전압벡터에 의한 고정자 자속과 토크의 제어

그림 1은 고정자 자속벡터가 섹터 1에 위치하는 경우로서 자속과 토크제어의 원리를 나타내고 있다. 이 그림처럼 자속과 토크를 일정 밴드안으로 유지하기 위하여 DTC에서는 히스테리시스 비교기를 사용하며, 각 섹터에서 표 1과 같은 전압벡터 선택표를 사용한다. 표 1에서 k(k=1,2,...,6)는 고정자 자속이 존재하는 섹터를 표시하며, $d\lambda_s$ 와 dT_e 는 자속과 토크의 증감을 나타낸다. 화살표는 증감의 정도를 표시한다. 다음은 히스테리시스 비교기의 한 예로서 본 논문에서는 이와 같은 2-레벨 히스테리시스 비교기를 사용한다.

$$\begin{aligned} |\lambda_{s,ref} - \lambda_s| \leq \Delta\lambda_s &\text{이면 } d\lambda_s = 1 \\ |\lambda_{s,ref} - \lambda_s| \geq \Delta\lambda_s &\text{ 이면 } d\lambda_s = -1 \\ |T_{ref} - T_e| \leq \Delta T_e &\text{ 이면 } dT_e = 1 \\ |T_{ref} - T_e| \geq \Delta T_e &\text{ 이면 } dT_e = 0 \end{aligned}$$

표 1 인버터의 전압벡터 선택표

	$ \lambda_s \uparrow (d\lambda_s=1)$	$ \lambda_s \downarrow (d\lambda_s=-1)$
$T_e \uparrow (dT_e=1)$	u_{k+1}	u_{k+2}
$T_e \uparrow (dT_e=0)$	u_0 또는 u_7	u_0 또는 u_7
$T_e \downarrow (dT_e=-1)$	u_{k+5}	u_{k+4}

3. 퍼지 가변 스위칭 섹터 기법

3.1 가변 스위칭 섹터의 개념

DTC에서 고정자 자속벡터는 임의의 섹터에서 다음 섹터로 변할 때 순차적으로 변한다(1→2→3)^[2,3]. 전 섹터에서 자속을 증가시키는 전압벡터는 다음 섹터에서 활성벡터로 선택될 수 없다. 예를 들면 자속 벡터가 섹터 1에 존재할 때 자속을 증가시키는 전압 벡터는 u_2 이지만 섹터 2로 자속벡터가 이동을 하게 되면 자속을 증가시키는 전압벡터는 u_3 가 된다. 그러나 u_3 는 섹터 1과 섹터 2의 경계면 가까이에서 자속에 미치는 영향이 작기 때문에 이 섹터 경계면 부근에서 고정자 저항에서 전압강하의 영향이 크므로 자속 저하 현상이 발생한다. 이러한 현상은 저속영역에서 더욱 두드러지게 나타나며 전류에 영향을 미쳐 고조파 성분을 증가시킨다^[2-4].

가변 스위칭 섹터 기법의 기본 원리는 원래의 섹터대신 가상의 섹터를 사용함으로써 자속 제어 성능을 개선하는 것이다. 가변 스위칭 섹터 기법을 해석하기 위해서는 고정자 자속 기준 회전좌표계를 사용하는 것이 편리하다. 그림 2는 고정자 자속이 섹터 1에 위치할 때 u_2 벡터의 영향을 고정자 자속 각위치의 변화에 따라 d축 성분과 q축 성분으로 분해하여 그린 것이다.

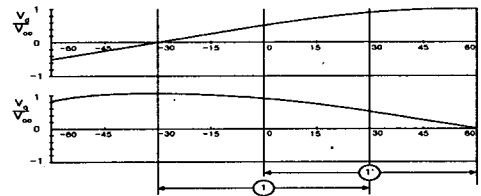


그림 2 u_2 선택시의 V_d/V_{cc}

여기서 $|V_{cc}|$ 는 인버터 전압벡터의 크기이다. 이 그림으로부터 섹터를 가상으로 정방향으로 이동시키면 자속의 상승률을 증가시키고 토크의 상승률을 감소시킬 수 있음을 알 수 있다. 유사하게 u_5 벡터의 경우도 섹터를 정방향으로 이동시킬 수 있다. 다음으로 그림 3은 u_3 벡터의 영향을 d, q 성분 분해하여 그린 것이다.

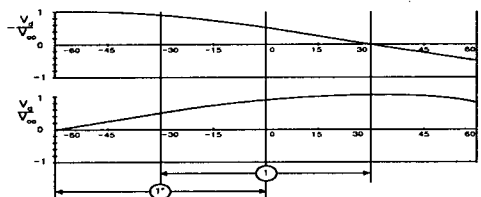


그림 3 u_3 선택시의 V_d/V_{cc}

이 그림으로부터는 섹터를 가상으로 부방향으로

이동시킴으로서 그림 3과 마찬가지로 자속과 토크의 상승률을 변경시킬 수 있음을 알 수 있다. 역시 유사하게 v_6 벡터의 경우도 섹터를 부방향으로 이동시킬 수 있다. 이상의 과정을 일반화하여 표현하면 식(3.1)과 같이 가상의 자속각을 사용함으로써 섹터를 이동시키는 효과를 얻을 수 있다.

$$\theta_s = \theta_s - \theta_{\lambda a} d\lambda_s dT_e \quad (3.1)$$

여기서 $\theta_{\lambda a}$ 는 섹터이동각이다.

3.2 퍼지 가변 스위칭 섹터 제어기

고속영역에서 고정자 저항의 전압강하는 무시해될 만큼 작아지고, 또한 고정자 자속벡터가 빠르게 회전하기 때문에 자속저하가 거의 일어나지 않는다. 그런데 고속에서도 계속 가변 스위칭 섹터를 적용하게 되면 오히려 토크의 상승률을 감소시키므로 고정자 자속벡터의 회전각속도가 증가함에 따라 가변 스위칭 섹터의 이동각을 감소시키는 것이 좋다. 이러한 특성을 이용하여 다음의 퍼지논리로 가변 스위칭 섹터의 이동각을 결정할 수 있다.

- if $\omega_{\lambda s}$ is very low then $\theta_{\lambda a}$ is very large
- if $\omega_{\lambda s}$ is low then $\theta_{\lambda a}$ is large
- if $\omega_{\lambda s}$ is medium then $\theta_{\lambda a}$ is medium
- if $\omega_{\lambda s}$ is high then $\theta_{\lambda a}$ is small
- if $\omega_{\lambda s}$ is very high then $\theta_{\lambda a}$ is very small

위 규칙의 전건부 변수인 고정자 자속벡터의 회전각속도는 고정자 자속이 정현적이라는 가정하에 다음과 같이 구할 수 있다.

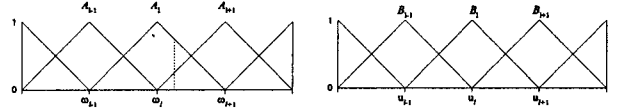
$$\omega_{\lambda s} = \frac{\lambda_s \times (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s)}{|\lambda_s|^2} \quad (3.2)$$

퍼지 제어기는 언어적인 제어규칙에 의하여 제어 알고리즘이 구성되기 때문에 시스템에 대한 정보가 부족한 경우나, 비선형 시스템의 제어에도 좋은 성능을 나타내지만, 추론과정이 복잡하고 많은 계산량을 요구하므로 실시간 구현시 대부분은 참조표(Look-up Table)를 이용하는 것이 일반적이다. 그러나 참조표가 만들어지지 않은 영역에서의 제어성능 감퇴는 피할 수 없기 때문에 퍼지 추론과정이 실시간으로 처리되는 것이 바람직하다^[5]. 따라서 본 논문에서는 실시간으로 퍼지추론을 수행할 수 있는 간단한 함수계산을 이용하는 방법을 도입하여 복잡한 계산과정을 간소화시켰다.

고정자 자속벡터의 회전각속도의 소속함수와 섹터이동각의 소속함수를 정규화시켜 그림 4와 같이 삼각형 형태로 구성하자. 이 소속함수를 구성할 때 변수의 임의의 지점은 반드시 두 개의 소속함수에만 포함되도록 선정해야한다. 그림 4로부터 전건부 퍼지변수는 간단한 직선의 방정식에 의하여 다음과 같이 표현된다.

$$A_l(\omega_{\lambda s}) = -\frac{1}{\omega_{l+1} - \omega_l} (\omega_{\lambda s} - \omega_{l+1}) \quad (3.3)$$

$$A_{l+1}(\omega_{\lambda s}) = \frac{1}{\omega_{l+1} - \omega_l} (\omega_{\lambda s} - \omega_l) \quad (3.4)$$



(a) 고정자 자속벡터의 회전각속도 (b) 섹터이동각
그림 4 퍼지 제어기의 입력변수의 소속함수

이와 같은 비례형에서는 퍼지추론 과정이 불필요하며, 바로 비퍼지화함으로서 출력값을 얻을 수 있다. 가장 일반화된 비퍼지화 방법인 무게중심법은

$$u = \frac{\sum_{l=1}^N A_l(\omega_{\lambda s}) u_l}{\sum_{l=1}^N A_l(\omega_{\lambda s})} \quad (3.5)$$

이다. 그림 4와 같이 퍼지 소속함수를 선정하였을 때 식(3.5)에서 분모는 항상 "1"이 되므로 다음과 같이 단순화된다.

$$u = A_l(\omega_{\lambda s}) u_l + A_{l+1}(\omega_{\lambda s}) u_{l+1} \quad (3.6)$$

식(3.6)에 식(3.3)과 식(3.4)를 대입하면

$$u = \left(\frac{\omega_{l+1} - \omega_{\lambda s}}{\omega_{l+1} - \omega_l} \right) u_l + \left(\frac{\omega_{\lambda s} - \omega_l}{\omega_{l+1} - \omega_l} \right) u_{l+1} \quad (3.7)$$

가 된다. 퍼지추론엔진의 입출력관계는 비선형함수이며, 일반적으로 선형화기법에 의해 근사적인 해석을 수행한다. 앞의 퍼지추론엔진의 입출력관계는

$$u = f(\omega_{\lambda s}, t) \quad (3.8)$$

와 같이 비선형모델로 나타낼 수 있다. 식(3.8)은

$$\delta u = \left[\frac{\partial f}{\partial \omega_{\lambda s}} \right] \delta \omega_{\lambda s} \quad (3.9)$$

와 같이 선형화될 수 있으며, 여기서 $\delta \omega_{\lambda s} = \omega_{\lambda s} - \omega_l$, $\delta u = u - u_l$ 이다. 이 때 입력변수와 출력변수에 환산계수(scale factor)까지 고려한 퍼지추론엔진의 출력은 다음과 같이된다.

$$\theta_{\lambda a} = \gamma u = \gamma \left(u_l - \frac{u_{l+1} - u_l}{\omega_{l+1} - \omega_l} \omega_l + \frac{u_{l+1} - u_l}{\omega_{l+1} - \omega_l} K \omega_{\lambda s} \right) \quad (3.10)$$

여기에서 K 는 입력변수의 환산계수이며 γ 는 섹터이동각에 대한 환산계수이다.

제안한 퍼지 가변 스위칭 섹터기법의 블록도는 그림 5와 같다.

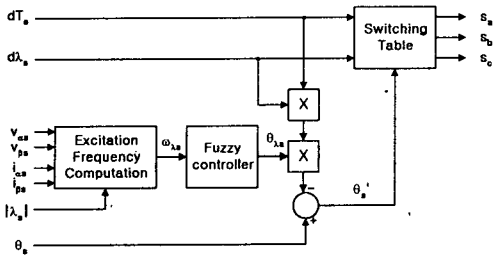


그림 5 퍼지 가변 스위칭 섹터 제어기의 블록도

4. 실험 결과 및 검토

제안된 퍼지 가변 스위칭 섹터 제어기법의 타당성을 검증하기 위하여 2.2[kW]의 3상 유도전동기^[6]를 대상으로하여 DSP를 이용한 속도제어 실험을 수행하였다.

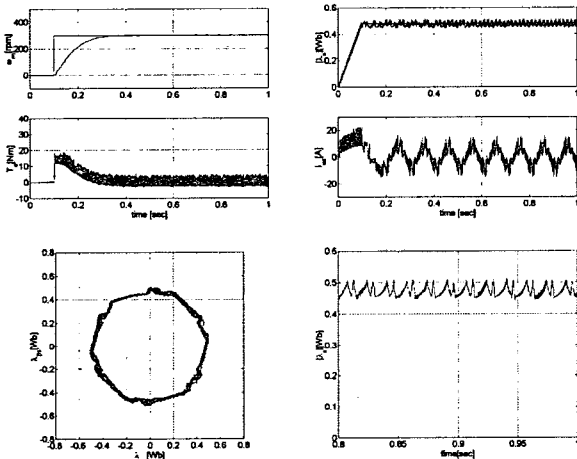


그림 6 기존 DTC의 실험결과

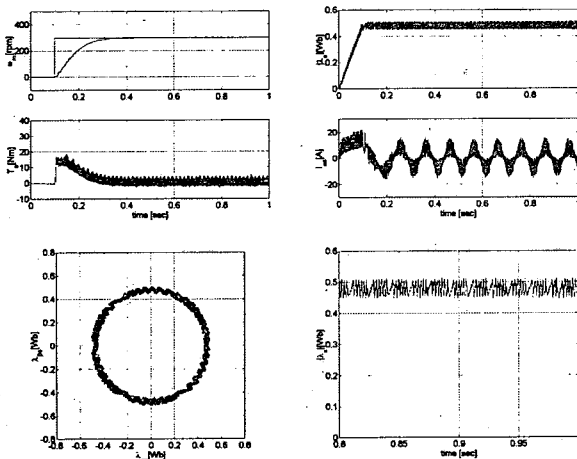


그림 7 제안한 DTC의 실험결과

실험용 제어보드의 주프로세서는 TI사의 TMS320VC33이며, 실험시 각종 제어변수는 DSP의 SRAM에 저장했다가 Code Composer를 통하여 PC로 전송한 다음 MATLAB를 이용하여 그림으로 만들었다.

실험결과에서 보듯이 기존 DTC기법을 적용했을 때 자속의 저하가 확연히 나타나고 있으며 자속저하로 인하여 자속의 궤적은 육각형에 가까운 형태로 나타나지만, 제안한 기법을 적용했을 때는 자속의 저하가 거의 발생하지 않고 자속의 궤적이 원형으로 나타남을 알 수 있다. 그리고 전류의 파형도 제안한 기법에서 정형파에 가까우며, 두 기법사이에 토크제어 성능은 차이가 없었다.

5. 결론

본 논문에서는 DTC 적용시 발생하는 저속영역에서의 자속저하와 이로 인한 전류 고조파성분을 저감시키기 위한 DTC 구조를 제안하였으며 이를 구현하기 위한 퍼지 가변스위칭 섹터 제어기를 설계하였다. 그리고 퍼지추론 알고리즘의 실시간 추론을 위한 단순함수실행 방법을 제시하였다. 또한 제안한 기법의 타당성을 실험을 통하여 검증하였다.

참고 문헌

- [1] Isao Takhashi and Toshihiko Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," IEEE Trans. on IA., Vol. IA-22, No. 5, pp. 820~827, Sep./Oct. 1986.
- [2] A. M. Walczyna, "Problems of Application of Direct Flux and Torque Control Methods to High Power VSI-Fed Drives Operating at Low Speed," IEEE IECON Proc., pp. 293~298, 1994.
- [3] R. D. F. Rossi, B. R. Menezes, and S. R. Silva, "Vector Control of Voltage Fed Three-Phase Inverters: Variable Switching Regions," IEEE PESC Record, Vol.1, pp. 219~224, 1994.
- [4] D. Casadeim, G. Grandi, G. Serra, and A. Tani, "Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines," IEEE IECON Proc., Vol. 1, pp. 299~304, 1994.
- [5] M. Mizumoto, "Realization of PID Control by Fuzzy Control Methods," Fuzzy Sets and System 70, pp. 171~182, 1995.
- [6] 류지수, 윤인식, 이기상, 홍순찬, "유도전동기를 위한 직접토크제어 기법의 비교," 대한전기학회 전력전자연구회 춘계학술대회 논문집, pp. 35~40, 2000.