

## 유도전동기 직접토크제어를 위한 새로운 퍼지 가변 스위칭섹터 기법

柳志帥, 洪淳瓚, 李起常\*

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

Ji-Su Ryu, Soon-Chan Hong, and Kee-Sang Lee

#### 요 약

직접토크제어 기법은 벡터제어계 설계 및 운전시 요구되는 복잡한 좌표변환과 전류제어루프가 불필요하며, 빠른 토크응답을 얻을 수 있기 때문에 벡터제어 기법에 버금가는 유도전동기의 고성능 제어기법으로 인정되고 있다. 본 논문에서는 직접토크제어 기법 적용시 중요한 어려움의 하나로 지적되고 있는 저속영역에서의 자속저하 및 이로 인한 전류고조파의 증가 문제를 해결하기 위한 대책으로서 퍼지 가변 스위칭섹터 기법과 이 기법의 실시간 적용을 위한 실현방법을 제안하였다. 제안된 스위칭섹터 기법을 포함한 유도전동기 제어시스템의 실험적 성능을 고찰하기 위하여 DSP를 이용한 제어보드를 제작하였다. 시뮬레이션과 실험 결과는 제안된 퍼지 가변스위칭 섹터 기법을 도입함으로써 유도전동기 드라이브의 성능이 현저히 개선됨을 보여준다.

#### ABSTRACT

Direct Torque Control(DTC) is considered to be an useful control scheme of high performance induction motor drives because the scheme provides a quick torque response without requiring the complex field-orientation block and inner current regulation loop. Among a few drawbacks of the conventional DTC scheme, large current harmonics due to flux drooping phenomenon in a low speed range may be the major difficulty. In order to remove the difficulty, a fuzzy variable switching sector scheme and its real-time implementation algorithm are proposed in this paper. A DSP based control board is designed for the induction motor drives with the DTC scheme including the fuzzy switching sector algorithm. Simulation and experimental results show the effectiveness of the proposed scheme.

**Key Words** : Direct torque control, Induction motor, Fuzzy variable switching sector, Current harmonics, Flux drooping.

#### 1. 서 론

\*단국대 전기전자컴퓨터공학부 교수

E-mail : keesang@dankook.ac.kr

접수일자 : 2002. 1. 9

1차심사요청일 : 2002. 1.10 2차심사요청일 : 2002. 2.21

심사완료일 : 2002. 3.21

직접토크제어(Direct Torque Control) 기법은 1980년대 중반 Depenbrock<sup>[1]</sup>, Takahashi<sup>[2]</sup> 등에 의해 제안된 유도전동기 제어기법으로 벡터제어계에서 요구되는 복잡한 좌표변환과정과 내부 전류제어루프 없이 빠른 토

크응답을 얻을 수 있으며 제어 알고리즘이 간단하여 벡터제어 기법과 함께 유도전동기의 고성능 제어기법으로 인정되고 있으며 최근 성능 개선을 위한 다양한 연구가 진행되고 있다<sup>[1,2]</sup>. DTC 기법의 문제점의 하나는 저속영역에서의 자속저하(flux drooping) 현상으로 인한 전류고조파의 증가이다<sup>[3,4,5]</sup>. 자속저하의 해결방안으로는 자속회복(flux refreshment) 기법과 가변 스위칭섹터(variable switching sector) 기법이 알려져 있다<sup>[4]</sup>. 자속회복 기법은 일반적으로 인버터의 스위칭 주파수를 증가시키므로 낮은 스위칭 주파수가 요구되는 대용량 유도전동기 구동장치에의 적용은 곤란하다. 반면 가변 스위칭섹터 기법은 자속저하를 개선하는 동시에 스위칭 주파수를 감소시킬 수 있기 때문에 일반적 적용이 가능하다<sup>[4]</sup>. 그러나 가변 스위칭섹터 기법에 관한 이제까지의 연구에서는 이 기법의 성능을 좌우하는 파라미터인 섹터 이동각의 한계치가 제시되었을 뿐, 적절한 스위칭섹터 이동각 결정 방법이 제시되지 못한 상태이다.

본 논문에서는 저속영역에서 자속저하 문제의 해결 방법을 제시하고 그 타당성을 검증함에 목적을 둔다. 먼저 저속영역에서 자속저하로 인한 전류 고조파 성분의 저감을 위해서 퍼지 가변 스위칭섹터 알고리즘을 제안한다. 또한 퍼지 알고리즘을 구현할 때 많은 계산량을 요구하는 퍼지 추론엔진 대신에 단순한 함수계산에 의한 실현방법을 제시하며 시뮬레이션과 실험을 통해 이들 기법의 타당성을 검증한다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 1장은 서론이며, 2장에서 유도전동기 모델 및 DTC의 개념에 대하여 설명한다. 3장에서 가변 스위칭섹터 기법의 기본원리를 설명하며, 퍼지 가변 스위칭섹터 알고리즘과 실시간 구현이 용이한 퍼지 추론 알고리즘을 제안한다. 4장에서 제안하는 기법의 타당성과 성능을 검증하기 위한 시뮬레이션과 실험 결과를 제시한다. 그리고 5장은 본 논문의 결론이다.

## 2. 유도전동기 모델 및 DTC의 개념

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

$$\mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\lambda_s}{dt} \quad (1)$$

$$\mathbf{v}_r = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\lambda_r}{dt} - j\omega_r \lambda_r \quad (2)$$

$$\lambda_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r \quad (3)$$

$$\lambda_r = L_m \mathbf{i}_s + L_r \mathbf{i}_r \quad (4)$$

와 같이 되며, 여기서  $s$ 와  $r$ 은 고정자와 회전자를 나타내는 첨자이다.  $\mathbf{v}_s$ 와  $\mathbf{v}_r$ 은 각각 고정자와 회전자의 공간전압벡터이며,  $\lambda_s$ 와  $\lambda_r$ 은 각각 고정자와 회전자의 공간자속벡터이다.  $L_s$ 는 고정자 권선의 자기 인덕턴스,  $L_r$ 은 회전자 권선의 자기 인덕턴스이며,  $L_m$ 은 고정자 권선과 회전자 권선 사이의 상호 인덕턴스이다. 또한  $R_s$ 는 고정자 권선 저항이고,  $R_r$ 은 회전자 권선 저항이며,  $\omega_r$ 은 회전자의 전기 각속도이다. 고정자 자속은 식 (1)로부터 식 (5)와 식 (6)같이 얻을 수 있으며, 고정자 자속의 크기와 각위치는 식 (7)과 식 (8)로 정의된다.

$$\lambda_{as} = \int (v_{as} - R_s i_{as}) dt \quad (5)$$

$$\lambda_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \quad (6)$$

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{as}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \quad (7)$$

$$\theta_s = \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_{\beta s}}{\lambda_{as}} \right) \quad (8)$$

유도전동기의 토크는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{as} i_{\beta s} - \lambda_{\beta s} i_{as}) \quad (9)$$

여기서,  $P$ 는 유도전동기의 극수이다.

DTC의 기본원리는 식 (1)을 짧은 샘플링시간  $T_{sample}$  동안의 자속의 증분형태로 표현한 다음 식으로부터 얻을 수 있다<sup>[1,2]</sup>.

$$\Delta\lambda_s = (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s) T_{sample} \quad (10)$$

식 (10)에서 고정자 저항에서의 전압강하를 무시하면 자속은 인버터의 출력전압벡터에 의하여 제어될 수 있다.

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

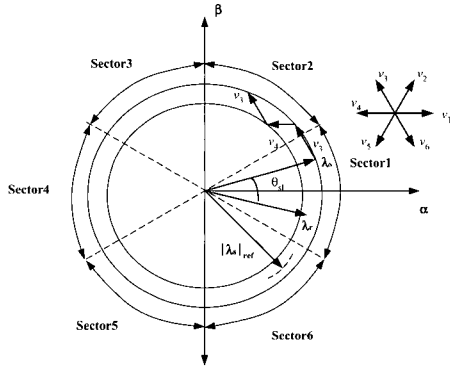


그림 1 인버터의 전압벡터에 의한 고정자 자속과 토크의 제어

Fig. 1 Control of the stator flux and torque using inverter voltage vector

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 나타내며, 다음과 같은 히스테리시스 비교기의 출력이다. 화살표는 증감의 정도를 표시한다.

- 자속 히스테리시스 비교기

$$|\lambda_{s,ref} - \lambda_s| \geq F_{band}/2 \text{ 이면 } d\lambda_s = 1$$

$$|\lambda_{s,ref} - \lambda_s| \leq -F_{band}/2 \text{ 이면 } d\lambda_s = -1$$

- 토크 히스테리시스 비교기

정방향 회전시 :

$$|T_{ref} - T_e| \geq T_{band} \text{ 이면 } dT_e = 1$$

$$|T_{ref} - T_e| \leq 0 \text{ 이면 } dT_e = 0$$

역방향 회전시 :

$$|T_{ref} - T_e| \leq -T_{band} \text{ 이면 } dT_e = -1$$

$$|T_{ref} - T_e| \geq 0 \text{ 이면 } dT_e = 0$$

표 1 인버터의 전압벡터 선택표  
Table 1 Selection rule of inverter voltage vector

	$ \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 스위칭섹터 기법

#### 3.1 가변 스위칭섹터의 개념

DTC에서 고정자 자속벡터는 임의의 섹터에서 다음 섹터로 변할 때 순차적으로 변한다(1→2→3)<sup>[3,4]</sup>. 전 섹터에서 자속을 증가시키는 전압벡터는 다음 섹터에서 활성벡터로 선택될 수 없다. 예를 들면 그림 2에서 자속벡터가 섹터 1에 존재할 때 자속을 증가시키는 전압벡터는  $u_2$ 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<sup>[3]</sup>.

가변 스위칭섹터 기법의 기본 원리는 원래의 섹터대신 가상의 섹터를 사용함으로써 자속 제어 성능을 개선하는 것이다. 즉, 그림 3과 같이 점선의 섹터에서 실선의 새로운 섹터를 적용하면 자속을 증가시킬 때  $u_3$  대신에  $u_2$ 가 선택되므로 자속저하 현상을 억제시킬 수 있다.

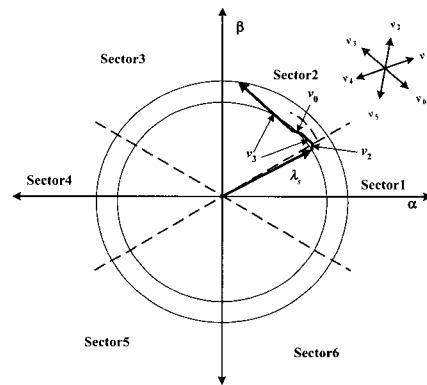


그림 2 기존 DTC 적용시의 자속 궤적

Fig. 2 The trajectory of flux when the conventional DTC is applied

가변 스위칭섹터 기법을 해석하기 위해서는 고정자 자속 기준 회전좌표계를 사용하는 것이 편리하다. 그림 4는 고정자 자속 회전좌표계에서 인버터 전압벡터를 표현한 것으로, 전압벡터의 d-축 성분은 자속 크기에 영향을 미치고, q-축 성분은 토크 크기에 영향을 미친다.

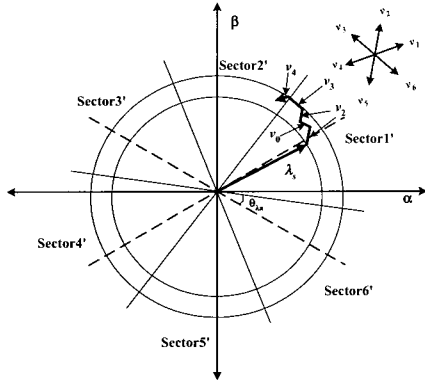


그림 3 가변 스위칭섹터 기법 적용시의 자속 궤적  
Fig. 3 The trajectory of flux when the variable switching sector technique is applied

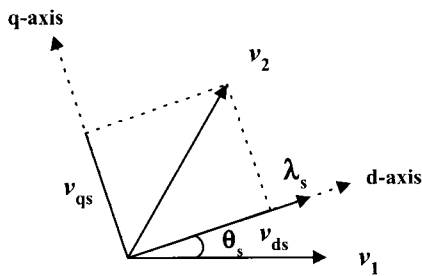


그림 4 고정자 자속 기준 회전좌표계에서 전압벡터  
Fig. 4 Voltage vector in the stator flux reference frame

그림 5는 고정자 자속이 섹터 1에 위치할 때  $v_2$  벡터의 영향을 고정자 자속 각위치의 변화에 따라 d축 성분과 q축 성분으로 분해하여 그린 것이다. 이 그림에서  $|V_{cc}|$ 는 인버터 전압벡터의 크기이고,  $V_d$ ,  $V_q$ 는 각각  $v_{ds}$ ,  $v_{qs}$ 의 크기이다. 이 그림으로부터 섹터를 가상으로 정(+)-방향으로 이동시키면 자속의 상승률을 증가시키고 토크의 상승률을 감소시킬 수 있음을 알 수 있다. 유사하게  $v_5$  벡터의 경우도 섹터를 정(+)-방향으로 이동시킬 수 있다. 다음으로 그림 6은  $v_3$  벡터의 영향을 d, q 성분 분해하여 그린 것이다.

이 그림으로부터는 섹터를 가상으로 부(-)-방향으로 이동시킴으로서 그림 5와 마찬가지로 자속과 토크의 상승률을 변경시킬 수 있음을 알 수 있다. 역시 유사하게  $v_6$  벡터의 경우도 섹터를 부(-)-방향으로 이동시킬 수 있다. 이상의 과정을 일반화하여 표현하면 식 (11)과 같이 가상의 자속각을 사용함으로써 섹터를 이동시키는 효과를 얻을 수 있다<sup>[4]</sup>.

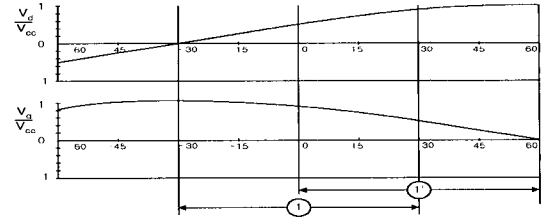


그림 5  $v_2$  선택시의  $v_s/|V_{cc}|$   
Fig. 5  $v_s/|V_{cc}|$  when  $v_2$  is selected

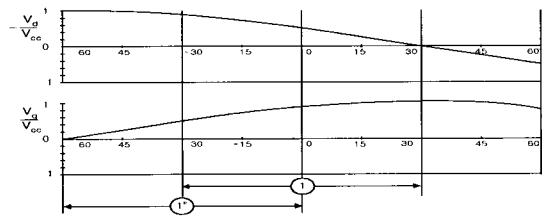


그림 6  $v_3$  선택시의  $v_s/|V_{cc}|$   
Fig. 6  $v_s/|V_{cc}|$  when  $v_3$  is selected

$$\theta'_s = \theta_s - \theta_{\lambda_a} d\lambda_s dT_e \tag{11}$$

여기서,  $\theta_{\lambda_a}$ 는 섹터이동각이다.

### 3.2 퍼지 가변 스위칭섹터 제어기

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

Rule type 1 :

- 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 회전각 속도는 고정자 자속이 정현적이라는 가정하에 다음과 같이 구할 수 있다<sup>[6]</sup>.

$$\omega_{\lambda_s} = \frac{\lambda_s \times (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s)}{|\lambda_s|^2} \quad (12)$$

퍼지 제어기는 언어적인 제어규칙에 의하여 제어 알고리즘이 구성되기 때문에 시스템에 대한 정보가 부족한 경우나, 비선형 시스템의 제어에도 좋은 성능을 나타내지만, 추론과정이 복잡하고 많은 계산량을 요구한다. 그러므로 실시간 구현시에는 참조표(Look-up Table)를 이용하는 것이 일반적이다. 그러나 참조표가 만들어지지 않은 영역에서의 제어성능을 개선하기 위해서는 보간법 등의 추가적 알고리즘이 도입되어야 하므로 실시간 구현이 곤란하다<sup>[7]</sup>.

본 논문에서는 실시간 퍼지추론이 용이하도록 계산량을 줄일 수 있는 추론 규칙의 형태와 퍼지집합의 소속함수 선정방법을 제시한다. 먼저 추론 규칙은 전술한 Rule type 1 대신 후건부(consequent part)에 크리스프 집합을 사용하는 “크리스프형 퍼지추론(crisp type fuzzy inference) 규칙”인 다음의 Rule type 2를 도입한다<sup>[7]</sup>.

Rule type 2 :

if  $\omega_{\lambda_s}$  is  $A_l$  then  $\theta_{\lambda_a}$  is  $\theta_l$

여기서,  $A_l$  ( $l \in L = [0, 1, 2, \dots, N]$ )은  $\omega_{\lambda_s}$ 에 대한 언어치이며,  $\theta_l$ 는 크리스프(crisp) 값이다.

그림 7은 퍼지추론의 단순화를 위해 선택된 고정자 자속벡터의 회전각속도에 대한 퍼지집합이다. 이 퍼지 집합의 특징은 소속함수가 삼각형으로 규정되었다는 점과 변수의 임의값이 단지 두개의 퍼지 부집합(subset)에 만 포함되도록 선정되었다는 사실이다. 그림 7에서 전건부 변수인  $\omega_{\lambda_s}$ 의 값이 퍼지 부집합  $A_l$  및  $A_{l+1}$  사이에 존재한다면, 전건부(antecedent part) 변수에 대한 소속함수 표현은 식 (13), 식 (14)의 직선 방정식 형태가 된다. 이러한 소속함수의 선정은 퍼지 추론 알고리즘의 선형화를 가능케 해준다.

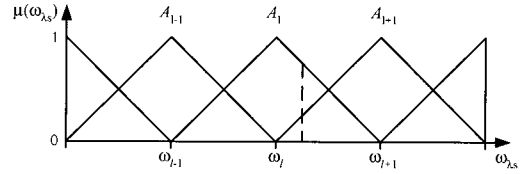


그림 7 고정자 자속벡터의 회전각속도에 대한 소속 함수  
 Fig. 7 The membership function for the angular speed of stator flux vector

$$A_l(\omega_{\lambda_s}) = -\frac{1}{\omega_{l+1} - \omega_l} (\omega_{\lambda_s} - \omega_{l+1}) \quad (13)$$

$$A_{l+1}(\omega_{\lambda_s}) = \frac{1}{\omega_{l+1} - \omega_l} (\omega_{\lambda_s} - \omega_l) \quad (14)$$

그리고 식 (13)과 식 (14)는 퍼지추론 규칙의 DOF (degree of fulfillment) 계산에 사용된다. 비퍼지화를 위해 잘 알려진 무게중심법(center of gravity method)을 적용할 경우 퍼지추론 엔진의 추론결과  $\theta$ 는

$$\theta = \frac{\sum_{l=1}^N A_l(\omega_{\lambda_s}) \theta_l}{\sum_{l=1}^N A_l(\omega_{\lambda_s})} \quad (15)$$

이다.

그림 7과 같이 퍼지 소속함수를 선정한다면  $\omega_{\lambda_s}$ 의 임의의 값은 항상 오직 두 개의 퍼지 부집합  $A_l$  및  $A_{l+1}$ 에 대해서만 영이 아닌 소속치를 가지므로 식 (15)에서 분모는 항상 “1”이 되며, 다음과 같이 단순화된다.

$$\theta = A_l(\omega_{\lambda_s}) \theta_l + A_{l+1}(\omega_{\lambda_s}) \theta_{l+1} \quad (16)$$

식 (16)에 식 (13)와 식 (14)를 대입하면

$$\theta = \left( \frac{\omega_{l+1} - \omega_{\lambda_s}}{\omega_{l+1} - \omega_l} \right) \theta_l + \left( \frac{\omega_{\lambda_s} - \omega_l}{\omega_{l+1} - \omega_l} \right) \theta_{l+1} \quad (17)$$

가 되며, 다시 다음과 같이 변경될 수 있다.

$$\theta = \theta_l - \frac{\theta_{l+1} - \theta_l}{\omega_{l+1} - \omega_l} \omega_l + \frac{\theta_{l+1} - \theta_l}{\omega_{l+1} - \omega_l} \omega_{\lambda_s} \quad (18)$$

식 (18)에 퍼지 입력변수 및 출력변수에 대한 환산계수(scale factor)를 추가한 최종적인 퍼지추론 결과는 다음과 같이된다.

$$\begin{aligned} \theta_{\lambda a} &= \gamma\theta \\ &= \gamma\left(\theta_l - \frac{\theta_{l+1} - \theta_l}{\omega_{l+1} - \omega_l} \omega_l + \frac{\theta_{l+1} - \theta_l}{\omega_{l+1} - \omega_l} K\omega_{\lambda s}\right) \end{aligned} \quad (19)$$

여기서,  $K$ 는 입력변수의 환산계수이며  $\gamma$ 는 섹터이동각에 대한 환산계수이다.

제안한 퍼지 가변 스위칭섹터 기법의 블록도는 그림 8과 같다.

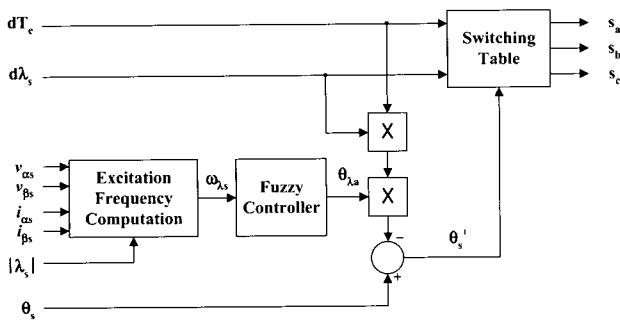


그림 8 퍼지 가변 스위칭섹터 제어기의 구조  
Fig. 8 The structure of fuzzy variable switching sector controller

#### 4. 시뮬레이션 및 실험 결과의 검토

제안한 퍼지 가변 스위칭섹터 기법의 타당성을 검증하기 위하여 표 2의 정격과 파라미터를 가지는 3상 유도전동기를 대상으로 시뮬레이션과 실험을 수행하였다.

실험을 위하여 개발한 제어보드의 전경은 그림 9와 같다. 이 제어보드의 주 프로세서는 TI의 고성능 DSP인 TMS320VC33이다. 이 DSP는 75 MIPS(Million Instructions Per Second), 150 MFLOPS(Million Floating-Point Operations Per Second)의 연산능력을 가진다. 그리고 A/D 컨버터로는 MAXIM사의 MAX-120(conversion time 1.6[μsec])와 D/A 컨버터로는 Analog Devices사의 AD644를 사용하였다.

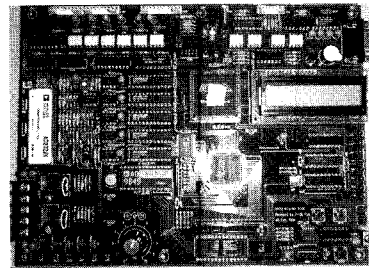


그림 9 DSP 제어보드  
Fig. 9 DSP control board

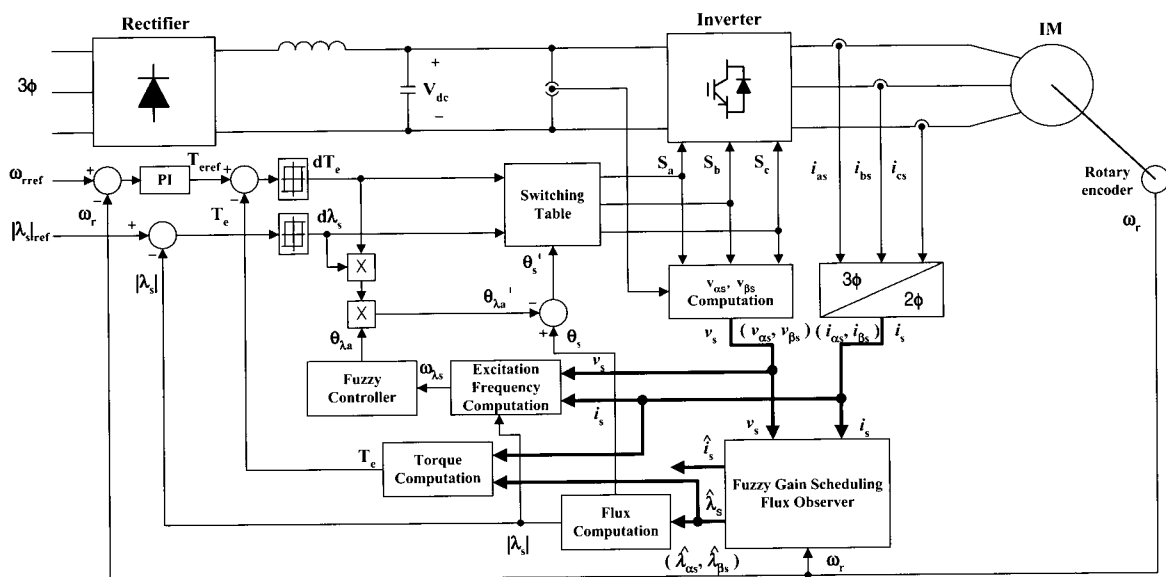


그림 10 제안한 퍼지 가변 스위칭섹터 제어기를 포함한 전체 제어시스템의 블록도  
Fig. 10 Schematic diagram of the control including the proposed fuzzy variable switching sector controller

표 2 유도전동기의 정격 및 파라미터

Table 2 The ratings and parameters of induction motor

Number of poles	4	$R_s$ [ $\Omega$ ]	0.9210
Output rating [kW]	2.2	$R_r$ [ $\Omega$ ]	0.5830
Voltage rating [V]	220	$L_s$ [H]	0.0671
Current rating [A]	8.6	$L_r$ [H]	0.0671
Speed rating [rpm]	1,740	$L_m$ [H]	0.0650
Torque rating [N · m]	12.074	$J_m$ [ $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ ]	0.0418

전체 제어시스템의 구조는 그림 10과 같이 속도제어기, 토크 및 자속 히스테리시스 비교기, 퍼지 이득조정 자속관측기(Fuzzy Gain Scheduling Flux Observer), 퍼지 가변 스위칭섹터 제어기, 인버터 및 전동기로 구성된다. 퍼지 이득조정 자속관측기는 자속의 정확하고 안정된 추정을 위해서 사용하였다<sup>[8]</sup>. 적용한 제어기의 파라미터들은 다음과 같다.

- 속도제어기의 PI 이득 :  $K_p = 0.8, K_i = 8.0$
- 토크의 최대 제한치 : 12.074 [Nm]
- 토크제어기의 히스테리시스 밴드폭 : 최대 제한치의 10%
- 자속제어기의 기준치 : 0.48 [Wb]
- 자속제어기의 히스테리시스 밴드폭 : 기준치의 10%
- 퍼지 가변 스위칭섹터 제어기의 전건부 변수에 대한 퍼지 소속함수의 꼭지점 :  $\{ \omega_l \} = \{ 0, 0.25, 0.5, 0.75, 1 \}$
- 퍼지 가변 스위칭섹터 제어기의 후건부 변수에 대한 크리스프 집합 :  $\{ \theta_l \} = \{ 1.0, 0.8, 0.45, 0.1, 0 \}$

그림 11은 속도 100[rpm]에서 기존 DTC 기법의 응답특성이고, 그림 12는 제안한 퍼지 가변스위칭 섹터 기법 적용시의 응답특성이다. 그림 (a)의 속도응답에서 기존 기법과 제안한 기법 사이에서 큰 차이를 나타내지 않고 있으며, 그림 (b)의 토크응답에 있어서도 최대 토크리플의 크기에 있어서는 차이가 없다. 그림 (c)는 자속응답으로서 기존 방법에서는 자속저하가 크게 발생하고 있는 것에 비해 제안한 방법에서는 자속저하가 거의 발생하지 않고 있음을 알 수 있으며, 그림 (f)의 확대 파형에서 더 잘 확인할 수 있다. 그림 (c)와 (f)의 자속파형에서 위의 직선은 자속기준치이고 아래의 직선은 자속제어기 히스테리시스 밴드의 하한선이다. 그림 (d)는 고정자 전류의 파형으로서 제안한 기법에서

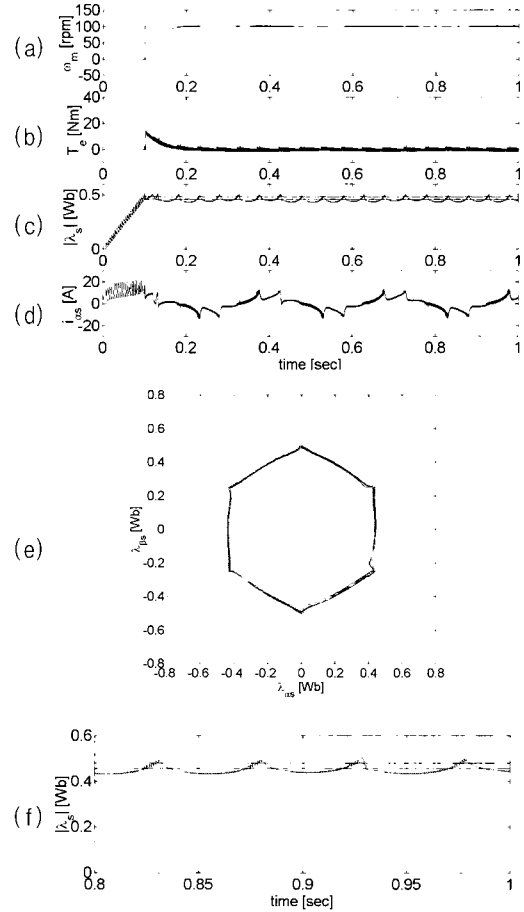


그림 11 속도 100[rpm]에서 기존 DTC의 시뮬레이션 결과  
 (a) 속도 (b) 토크  
 (c) 고정자 자속 크기  
 (d) 고정자 전류  
 (e) 고정자 자속의 리사주 도형  
 (f) 고정자 자속크기의 확대

Fig. 11 Simulation results of the conventional DTC scheme at the speed of 100 rpm  
 (a) Speed (b) Torque  
 (c) Magnitude of stator flux  
 (d) Stator current  
 (e) Lissajous figure of stator flux  
 (f) Zoom of the stator flux magnitude

기존의 기법에 비해 더 정현파에 가깝게 나타남으로써 고조파가 줄어든다. 그림 (e)는 고정자 자속의 리사주 도형으로서 기존의 기법에서는 자속저하로 인하여 육각형에 가깝게 나타나는 것에 비해 제안한 기법에서는 원형으로 나타나고 있다. 그림 13과 14는 중속 영역인 800[rpm]에서 응답특성을 나타낸다. 이 경우도

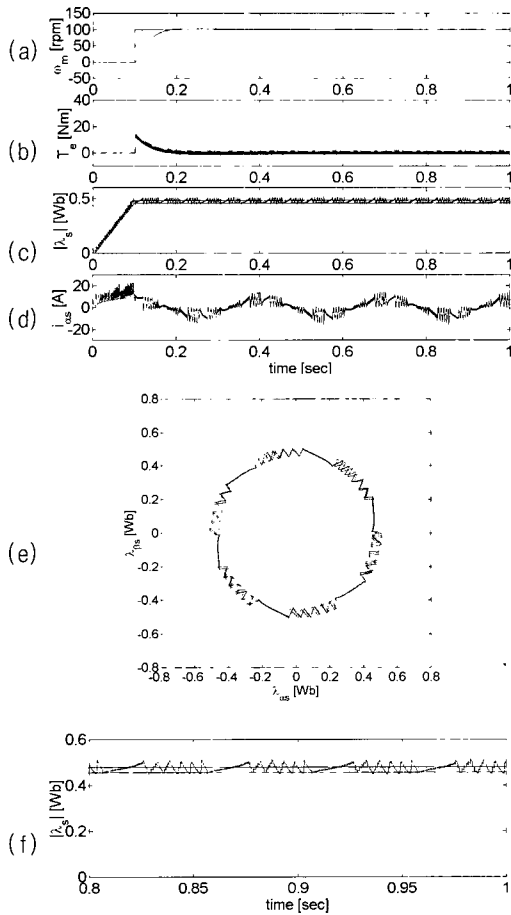


그림 12 속도 100[rpm]에서 제안한 DTC의 시뮬레이션 결과  
 (a) 속도 (b) 토크  
 (c) 고정자 자속 크기  
 (d) 고정자 전류  
 (e) 고정자 자속의 리사쥬 도형  
 (f) 고정자 자속크기의 확대

Fig. 12 Simulation results of the proposed DTC scheme at the speed of 100 rpm  
 (a) Speed (b) Torque  
 (c) Magnitude of stator flux  
 (d) Stator current  
 (e) Lissajous figure of stator flux  
 (f) Zoom of the stator flux magnitude

제안한 기법에서 자속 제어특성이 개선됨을 알 수 있으며, 속도가 증가함에 따라 섹터이동각이 퍼지 알고리즘에 의해 감소했다는 사실을 그림 (e)의 고정자 자속의 리사쥬 도형으로부터 확인할 수 있다.

실험시 각종 제어변수는 DSP의 SRAM에 저장했다가 Code Composer를 통하여 PC로 전송한 다음,

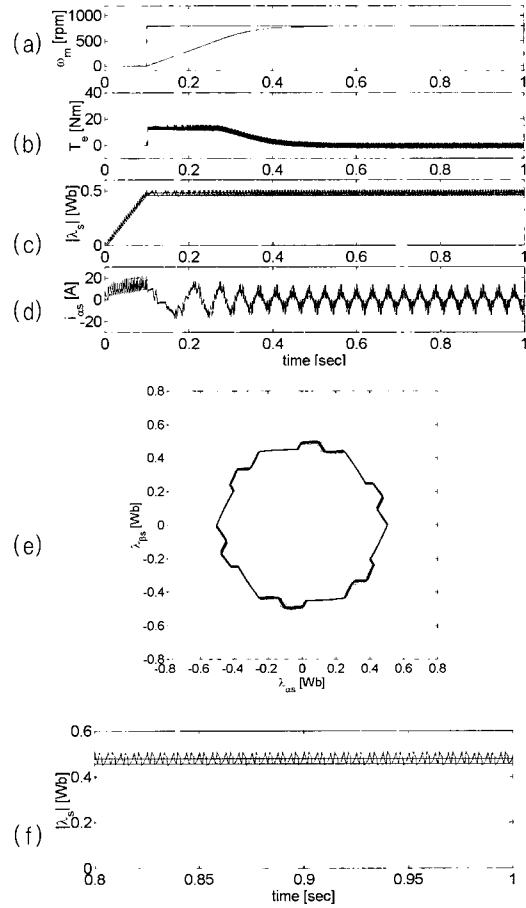


그림 13 속도 800[rpm]에서 기존 DTC의 시뮬레이션 결과  
 (a) 속도 (b) 토크  
 (c) 고정자 자속 크기  
 (d) 고정자 전류  
 (e) 고정자 자속의 리사쥬 도형  
 (f) 고정자 자속크기의 확대

Fig. 13 Simulation results of the conventional DTC scheme at the speed of 800 rpm  
 (a) Speed (b) Torque  
 (c) Magnitude of stator flux  
 (d) Stator current  
 (e) Lissajous figure of stator flux  
 (f) Zoom of the stator flux magnitude

MATLAB를 이용하여 그림으로 만들었다. 자속 및 토크제어루프의 샘플링 주기는 50[usec]이며, 퍼지 이득 조정 자속관측기의 샘플링 주기도 자속 및 토크제어루프와 같다.

그리고 속도제어루프의 샘플링주기는 2[msec]로 하였다.



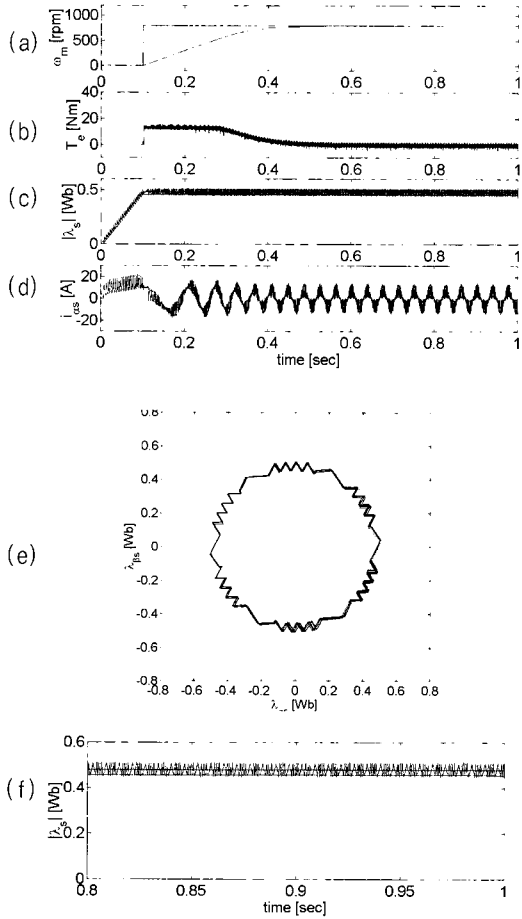


그림 14 속도 800[rpm]에서 제안한 DTC의 시뮬레이션 결과  
 (a) 속도 (b) 토크  
 (c) 고정자 자속 크기  
 (d) 고정자 전류  
 (e) 고정자 자속의 리사주 도형  
 (f) 고정자 자속크기의 확대

Fig. 14 Simulation results of the proposed DTC scheme at the speed of 800 rpm  
 (a) Speed (b) Torque  
 (c) Magnitude of stator flux  
 (d) Stator current  
 (e) Lissajous figure of stator flux  
 (f) Zoom of the stator flux magnitude

그림 15와 그림 16은 100[rpm]에서 실험 결과로서 시뮬레이션과 마찬가지로 제안한 기법에서 자속 제어 성능이 개선됨을 보여준다. 시뮬레이션 결과와 실험 결과에서 토크파형이 크기 차이를 보이고 있는데, 이 차이는 인버터 스위치의 데드타임(dead time) 등의 영

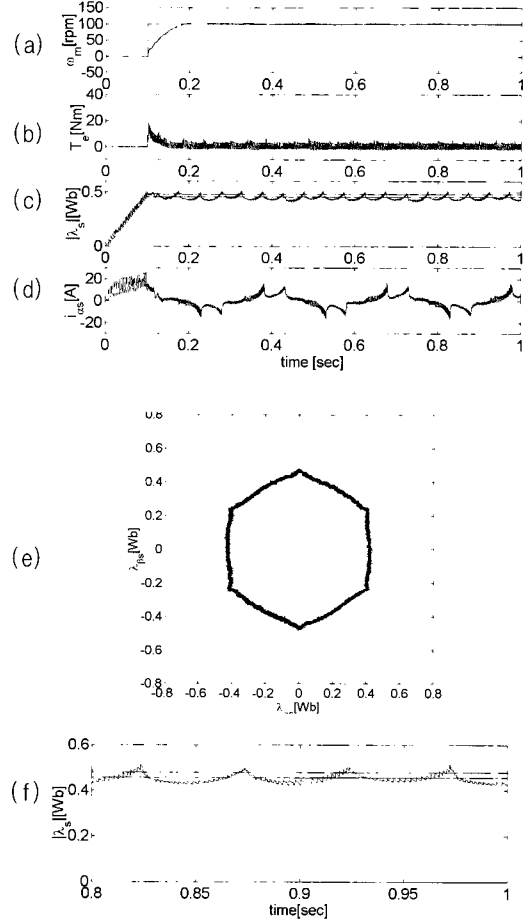


그림 15 속도 100[rpm]에서 기존 DTC의 실험 결과  
 (a) 속도 (b) 토크  
 (c) 고정자 자속 크기  
 (d) 고정자 전류  
 (e) 고정자 자속의 리사주 도형  
 (f) 고정자 자속크기의 확대

Fig. 15 Experimental results of the conventional DTC scheme at the speed of 100 rpm  
 (a) Speed (b) Torque  
 (c) Magnitude of stator flux  
 (d) Stator current  
 (e) Lissajous figure of stator flux  
 (f) Zoom of the stator flux magnitude

향으로 인한 자속관측기의 상태 추정오차 때문에 발생하는 것이다. 따라서 자속관측기의 파라미터를 잘 선정해서 상태 추정오차를 줄이고, 데드타임 보상 기법을 도입한다면, 이 토크파형에서 크기 차이를 줄일 수 있을 것이다.

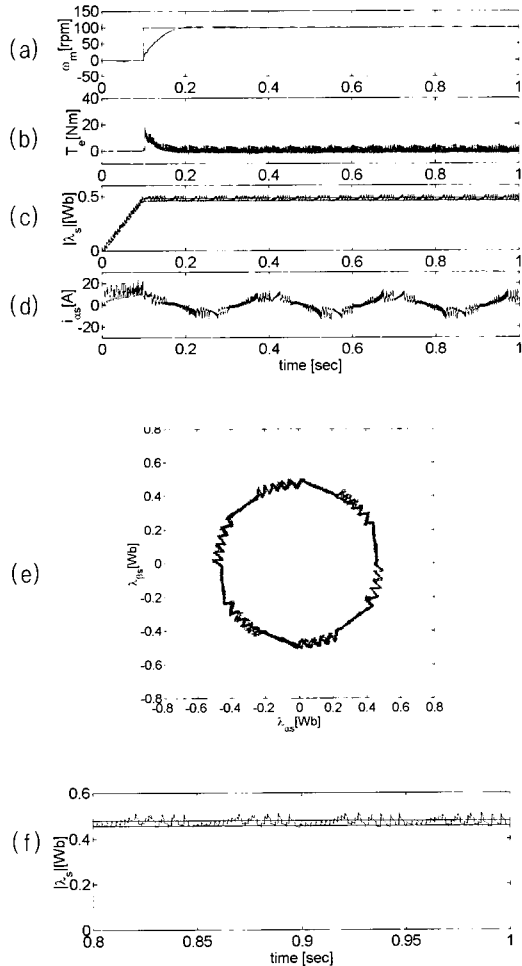


그림 16 속도 100[rpm]에서 제안한 DTC의 실험 결과  
 (a) 속도 (b) 토크  
 (c) 고정자 자속 크기  
 (d) 고정자 전류  
 (e) 고정자 자속의 리사주 도형  
 (f) 고정자 자속크기의 확대

Fig. 16 Experimental results of the proposed DTC scheme at the speed of 100 rpm  
 (a) Speed (b) Torque  
 (c) Magnitude of stator flux  
 (d) Stator current  
 (e) Lissajous figure of stator flux  
 (f) Zoom of the stator flux magnitude

그림 17과 그림 18은 800[rpm]에서 실험 결과로서, 이 경우도 제안한 기법에서 자속 제어 성능이 개선됨을 보여준다.

그림 19는 속도에 따른 인버터 스위칭 주파수의 추

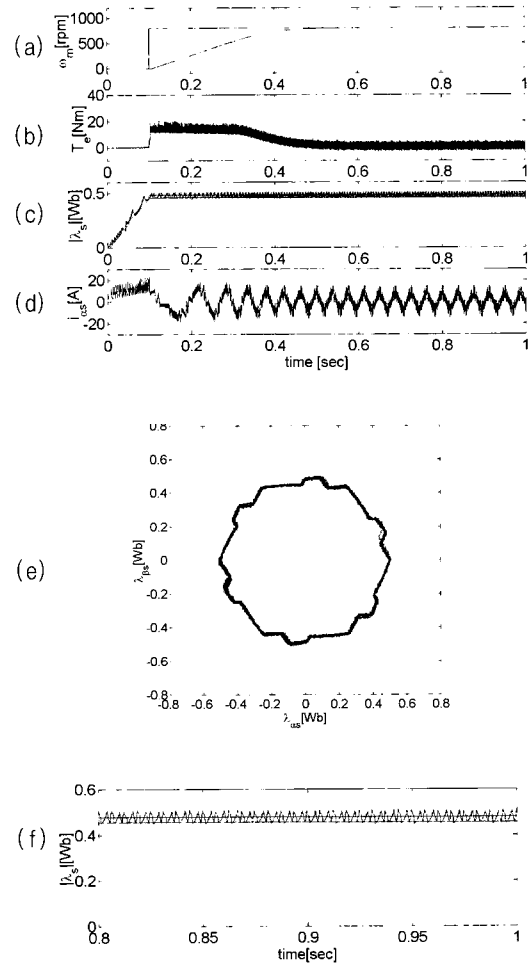


그림 17 속도 800[rpm]에서 기존 DTC의 실험 결과  
 (a) 속도 (b) 토크  
 (c) 고정자 자속 크기  
 (d) 고정자 전류  
 (e) 고정자 자속의 리사주 도형  
 (f) 고정자 자속크기의 확대

Fig. 17 Experimental results of the conventional DTC scheme at the speed of 800 rpm  
 (a) Speed (b) Torque  
 (c) Magnitude of stator flux  
 (d) Stator current  
 (e) Lissajous figure of stator flux  
 (f) Zoom of the stator flux magnitude

이를 보여준다. 인버터의 스위칭 주파수는 자속제어기에 의해 발생하는 스위칭 회수와 토크제어기에 의해 발생하는 스위칭 회수를 일정 주기( $T_{sw}$ )동안 더한 값을 Count라 할 때 다음과 같이 정의한다.

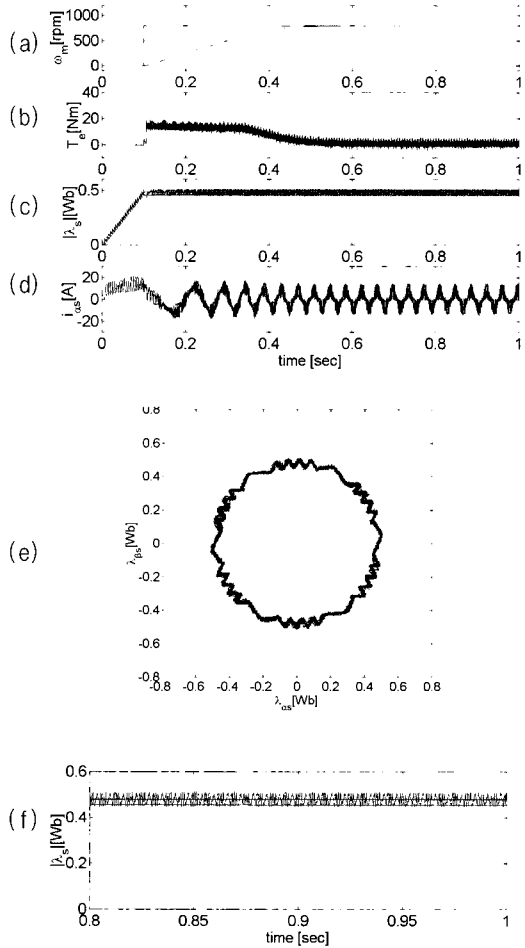


그림 18 속도 800[rpm]에서 제안한 DTC의 실험 결과  
 (a) 속도 (b) 토크  
 (c) 고정자 자속 크기  
 (d) 고정자 전류  
 (e) 고정자 자속의 리사주 도형  
 (f) 고정자 자속크기의 확대

Fig. 18 Experimental results of the proposed DTC scheme at the speed of 800 rpm  
 (a) Speed (b) Torque  
 (c) Magnitude of stator flux  
 (d) Stator current  
 (e) Lissajous figure of stator flux  
 (f) Zoom of the stator flux magnitude

$$\text{스위칭주파수} = \frac{\text{Count}}{6 T_{sw}} \text{ [Hz]} \quad (20)$$

그림 19에서 ‘○’는 인버터의 스위칭 주파수, ‘×’는 토크제어기에 의한 스위칭 주파수이며, ‘▽’는 자속제어기에 의한 스위칭 주파수이다. 이 그림은 가변스위

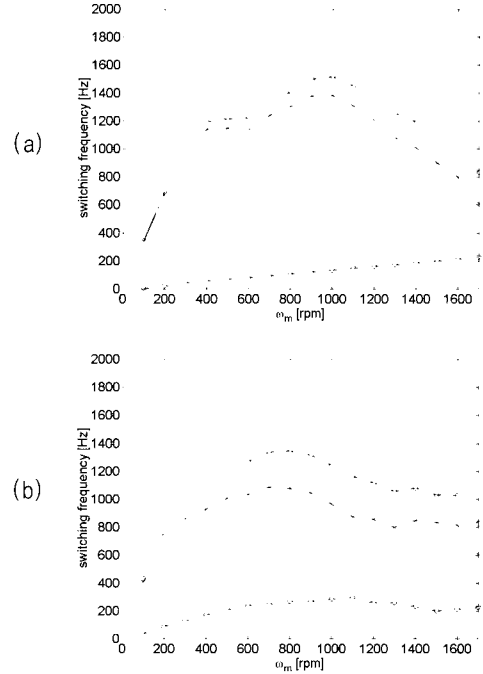


그림 19 인버터의 스위칭 주파수  
 (a) 기존 DTC (b) 제안한 DTC  
 Fig. 19 Switching frequency of Inverter  
 (a) Conventional DTC  
 (b) Proposed DTC

칭섹터 기법을 적용한 경우, 자속제어기에 의한 스위칭 주파수가 증가하고, 토크제어기에 의한 스위칭 주파수가 다소 감소함을 보여준다. 이것은 3장에서 설명한 바와 같이 가변 스위칭섹터 기법이 자속 상승률을 증가시키고 토크 상승률을 감소시키기 때문이다. 두 그림을 비교함으로써 가변스위칭 섹터 기법의 적용으로 인한 인버터 스위칭 주파수의 변화가 (1) 300[rpm] 이하에서 약간 증가 (2) 중속 영역에서 감소 (3) 고속 영역에서 거의 동일하며, 특히 최대 스위칭 주파수가 크게 감소됨을 함을 알 수 있다. 중요한 사실은 저속 영역에서 자속제어기에 의한 스위칭이 증가됨으로서 이 영역에서 발생하는 자속저하 현상을 현저히 감소시켜줌과 동시에, 최대 인버터 스위칭 주파수를 감소시켜 주므로 대용량 전동기 구동장치에 적용시 높은 스위칭 주파수로 인한 실현상의 문제를 완화시켜줄 수 있다.

이상의 시뮬레이션과 실험 결과로부터 제안한 퍼지 가변스위칭 섹터 기법을 적용하면 기존의 DTC에서 발생하는 저속영역에서의 자속저하 현상을 방지할 수 있음을 알 수 있다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 DTC 적용시 발생하는 저속영역에서의 자속저하와 이로 인한 전류 고조파성분을 저감시키기 위한 DTC 구조를 제안하였으며 이를 구현하기 위한 퍼지 가변 스위칭벡터 제어기를 설계하였다. 그리고 퍼지추론 알고리즘의 실시간 추론을 위한 단순함수 실현 방법을 제시하였다. 제안한 기법을 포함한 유도전동기 제어시스템의 실험적 성능을 고찰하기 위하여 DSP를 이용한 제어보드를 제작하였으며, 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 기법의 타당성을 검증하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] M. Depenbrock, "Direct Self-Control(DSC) of Inverter-Fed Induction Machine", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No. 4, pp. 420~429, 1988.
- [2] I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 22, No. 5, pp. 820~827, 1986.
- [3] A. M. Walczynna, "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.
- [4] R. D. F Rossi, B. R. Menezes, and S. R. Silva, "Vector Control of Voltage Fed Three-Phase Inverters : Variable Switching Regions", IEEE PESC Proc., Vol. 1, pp. 219~224, 1994.
- [5] D. Casadei, 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.
- [6] 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, pp. 1045~1053, 1992.

- [7] W. Z. Qiao and M. Mizumoto, "PID type fuzzy controller and parameters adaptive method", Fuzzy Sets and System, Vol. 78, pp. 23~35, 1996.
- [8] 금원일, 류지수, 이기상, "페루프 자속관측기를 이용한 유도전동기의 직접토크제어", 대한전기학회 하계학술대회 논문집 B권, pp. 2323~2326, 2000.

## 저 자 소 개



### 류지수(柳志帥)

1968년 7월 28일생. 1990년 단국대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 단국대 전기전자컴퓨터공학부 강사.



### 홍순찬(洪淳瓚)

1950년 2월 24일생. 1973년 서울대 전기공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1975년~1978년 해군사관학교 교수부 전기공학과 전임 강사. 1986년~1987년 미국 Texas A&M University 방문교수. 1978년~현재 단국대 전기전자컴퓨터공학부 교수. 현재 당 학회 회장.



### 이기상(李起常)

1952년 10월 24일생. 1978년 고려대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1995년~1996년 미국 University of Washington 방문교수. 1983년~현재 단국대 전기전자컴퓨터공학부 교수.