

## DTC-PWM 방식에 의한 PMSM의 속도 제어 기법

李東熙<sup>†</sup>, 秋榮培\*

## Speed Control of PMSM using DTC-PWM Approach

Dong-Hee Lee and Young-Bae Choo

## 요 약

본 논문은 DTC-PWM을 적용한 PMSM의 속도제어 방식을 제안한다. 제안된 DTC-PWM은 기존의 DTC 방식과 PWM을 결합한 방식으로 스위칭 신호를 발생하는 구조를 가진다. 제안된 방식에서 실제 토크는 기존의 DTC 방식과 같이 추종되지만, 스위칭 신호는 토크 오차와 제어규칙에 따라 PWM 방식으로 제어한다. 토크와 자속을 제어하기 위한 스위칭 신호는 하나의 유효전압벡터와 영전압벡터로 구성되는 비대칭 스위칭 방식이 적용된다. 제안된 방식은 SVPWM과 같이 복잡한 계산없이 간단한 PWM의 연산으로 제어를 구성하여 토크와 자속을 연속적으로 제어할 수 있다. 제안된 방식은 PMSM의 속도 제어 실험을 통하여 그 성능을 검증하였다.

## ABSTRACT

This paper presents an DTC-PWM (Direct Torque Control-Pulse Width Modulation) of PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor). The proposed DTC-PWM method combines a conventional DTC and PWM approach for switching signal generation. The actual torque is estimated by the torque estimator in conventional method, but the switching signal is generated by PWM method according to the switching rules and torque error. A effective voltage vector and zero vector are used to generate the switching signals and asymmetric switching method is applied. A simple calculation of PWM without any complex determination of space vector can assure the constant switching frequency with an constant torque and flux. The proposed torque control scheme for PMSM is verified by experimental results.

**Key Words** : DTC-PWM, PMSM, Speed Control

## 1. 서 론

PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)은 고효율 특성과, 높은 토크 및 제어성으로 인하여 산업용, 가정용 및 로봇 응용 분야에 널리 적용되고 있다<sup>[1]-[4]</sup>. PMSM이 적용되는 응용 분야의 특성 상, 높은 제어성

을 구현하기 위한 다양한 연구들이 진행 되었는데<sup>[4-10]</sup>, 그 중에서 가장 일반적으로 적용되고 있는 것이 PI 전류 제어를 포함하는 SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation) 방식이다. SVPWM 방식의 우수성에도 불구하고, PMSM의 전체 제어 성능은 PI 제어기의 제어 이득에 의존적이며, 또한 공간 벡터의 복잡한 계산이 요구되는 단점이 있다.

직접토크 제어(DTC, Direct Torque Control) 방식은 1985년에 유도전동기의 토크 제어방식으로 도입되어 많은 연구가 이루어져 왔다.

DTC 방식은 SVPWM에 비해 매우 간단한 구조를

<sup>†</sup>교신저자 : 정회원, 경성대 전기전자메카트로닉스 조교수

E-mail : leedh@ks.ac.kr

\*정회원 : 거제대학 선박기술계열 부교수

접수일자 : 2009. 4. 21 1차 심사 : 2009. 5. 7

2차 심사 : 2009. 6. 2 심사완료 : 2009. 6. 8

가지며, PI 제어기와 같은 제어 이득의 산정이 별도로 필요하지 않지만, 운전 조건에 따라 스위칭 주파수가 랜덤하게 나타나는 단점이 있다. 이러한 스위칭 주파수의 불규칙으로 인하여 EMI/EMC를 억제하기 위한 라인 필터의 설계를 매우 어렵게 하는 문제를 야기시킨다. 특히, 토크 리플의 크기는 제어 샘플링 주기 및 전동기의 운전상태와 링크단 전압의 크기에 의존적이다. 토크 리플을 감소시키기 위해서는 매우 짧은 제어 주기를 적용하여야 하며, 이에 따른 스위칭 손실이 증가하는 단점이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 공간벡터 방식을 직접토크 제어기와 결합한 DTC-SVM 방식의 연구가 이루어 졌다<sup>[11-12]</sup>. 최근에 연구된 DTC-SVM 방식은 자속 및 토크 오차로부터 전압지령 벡터를 계산하고 이를 이용하여 공간변조 방식으로 스위칭을 구현하는 방식으로, 기존의 공간벡터 변조방식의 복잡한 연산을 사용하고 있다.

본 논문에서는 기존의 DTC의 문제와 공간벡터 변조의 복잡한 연산방법을 사용하지 않는 개선된 DTC-PWM 방식을 제안한다. 제안하는 DTC-PWM 방식은 기존의 DTC 방식에서 적용하는 토크 추정기를 적용하고 있으며, 토크 지령치와 토크 추정치의 오차를 사용한다. 하지만 기존의 DTC 방식과 달리 스위칭 패턴은 스위칭 규칙과 토크 오차에 따라 스위칭의 펄스폭을 가변하는 구조로 설계된다. 이때, 스위칭 펄스폭의 결정은 매우 간단하게 결정되므로, 공간 벡터의 계산과 같은 복잡한 연산이 요구되지 않는다. 또한 기존의 DTC에서 발생하는 불규칙적인 스위칭 주파수 대신에 PWM 방식에 의해 인버터가 구동하므로, 규칙적인 스위칭 주파수를 가질 수 있다. 또한, 제안된 방식에서의 스위칭 신호를 효과적으로 제어하기 위해서 PWM을 결정하는 토크 대역의 설정에 대하여 분석하였다. 한편, 제안된 DTC-PWM 방식의 기본 구조는 기존의 DTC와 동일하게 설계되므로, 별도의 제어 이득의 산정이 요구되지 않고, 제어기가 단순해지는 장점이 있다.

제안된 DTC-PWM 방식에 의한 PMSM의 토크 제어 특성은 실험을 통하여 검증하였다.

## 2. PMSM의 직접순시 토크 제어

PMSM의 토크는 공극 쇄교자속과 상권선 전류의 상호작용에 의해 발생된다. 이때, 공극 쇄교자속은 주로 회전자 영구자석으로부터 발생되며, 상권선 전류 벡터에 따라 쇄교자속이 증가하거나 감소하게 된다.

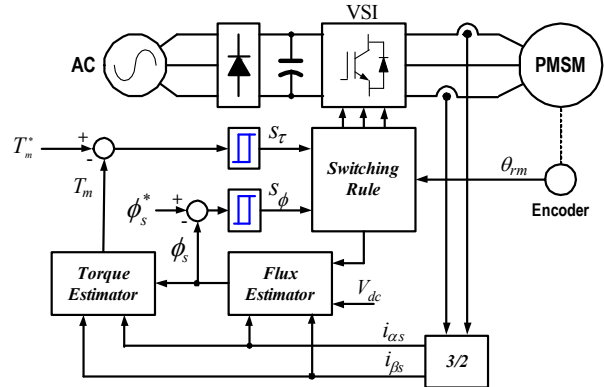


그림 1 PMSM의 일반적인 DTC 제어 블록도  
Fig. 1 A conventional DTC block diagram of PMSM

PMSM의 직접순시토크 제어방식은 공극 쇄교자속을 일정하게 유지시키고, 토크가 지령치를 추종하는 방향으로 스위칭 패턴을 결정함으로써, 상권선 전류와 쇄교자속에 의한 토크가 지령치를 추종하도록 제어된다. 이때, 토크의 발생방향은 자속의 오차에 따라 달라지게 되므로, 스위칭 패턴은 같은 토크 오차에 대해서 달라지게 된다. 따라서, 직접순시토크 제어에서는 토크의 오차와 쇄교자속의 오차를 현재 전동기의 벡터에서 유효한 전압벡터를 교번적으로 스위칭 해야 하므로, 쇄교자속 및 토크 정보를 필요로 하게 된다.

그림 1은 PMSM의 토크 제어를 위한 기존의 DTC 방식의 제어 블록도를 나타내고 있다.

PMSM의 직접순시토크 제어 블록은 크게 공극 쇄교자속을 추정하는 자속 추정기(Flux estimator)와 출력 토크를 추정하는 토크 추정기(Torque estimator), 토크오차 및 자속오차를 결정하는 히스테리시스 제어기 및 토크 제어를 위한 스위칭 규칙으로 구성된다. PMSM의 쇄교자속 및 토크는 순시전압 방정식으로부터 다음과 같이 계산된다<sup>[1]-[3]</sup>.

$$\psi_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - R_s \cdot i_{\alpha s}) \cdot dt \quad (1)$$

$$\psi_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s \cdot i_{\beta s}) \cdot dt \quad (2)$$

$$\psi_s = \sqrt{\psi_{\alpha s}^2 + \psi_{\beta s}^2} \quad (3)$$

단,  $\psi_{\alpha s}$ ,  $\psi_{\beta s}$  : 고정자 쇄교 자속( $\alpha s$  및  $\beta s$  축)

$\psi_s$  : 공간 자속

$i_{\alpha s}$ ,  $i_{\beta s}$  : PMSM의 고정자 전류

$v_{\alpha s}$ ,  $v_{\beta s}$  : PMSM의 고정자 전압

$R_s$  : 전기자 저항

$$T_m = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot (\psi_{\alpha s} \cdot i_{\beta s} - \psi_{\beta s} \cdot i_{\alpha s}) \quad (4)$$

단,  $T_m$  : PMSM의 토크 [Nm]

$p$  : PMSM의 극수

추정된 토크는 토크 지령치와 비교하여, 자속의 영역에 따라 샘플링 주기 동안 스위칭 규칙에 따라 인버터의 스위치를 제어하게 되는데, 그림 1의 제어 블록도에서  $s_\tau$  및  $s_\psi$ 는 토크 및 자속 오차의 부호를 나타내며, 각각 1과 -1로 표현된다.

고정자 쇄교자속은 3상 인버터 구동회로에서 각 상에 인가되는 전압 벡터에 따라 다음 그림 2와 같은 벡터도로 표현될 수 있다.

그림 2에서 Sector I ~ Sector VI는 각각 쇄교 자속의 구간을 나타내며, V1 ~ V6는 전압형 3상 인버터의 전압 벡터를 나타낸다. 쇄교자속의 제어는 각 쇄교 자속 구간에 인접한 두 전압 벡터의 스위칭에 의해 제어되며, 각 구간에서 쇄교자속과 토크 오차의 부호에 따른 스위칭 벡터는 다음 표 1과 같다<sup>[3]</sup>.

직접순시토크 제어 방식은 식 (1) ~ (4)로 계산되는 쇄교자속 및 토크와 지령치와의 오차에 대하여 표 1의 전압 벡터를 순시적으로 인가하는 방식이며, 매우 단순한 장점이 있다. 이때, 토크 제어 성능은 히스테리시스

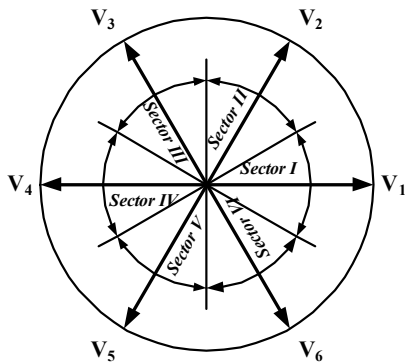


그림 2 자속 제어를 위한 인버터 전압 벡터  
Fig. 2 The voltage vector for stator flux linkage

표 1 PMSM의 DTC 방식에서의 스위칭 규칙  
Table 1 Switching rule for DTC PMSM

| $s_\psi$ | $s_\tau$ | 쇄교 자속의 섹터      |                |                |                |                |                |
|----------|----------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
|          |          | I              | II             | III            | IV             | V              | VI             |
| 1        | 1        | V <sub>2</sub> | V <sub>3</sub> | V <sub>4</sub> | V <sub>5</sub> | V <sub>6</sub> | V <sub>1</sub> |
|          | -1       | V <sub>6</sub> | V <sub>1</sub> | V <sub>2</sub> | V <sub>3</sub> | V <sub>4</sub> | V <sub>5</sub> |
| -1       | 1        | V <sub>3</sub> | V <sub>4</sub> | V <sub>5</sub> | V <sub>6</sub> | V <sub>1</sub> | V <sub>2</sub> |
|          | -1       | V <sub>5</sub> | V <sub>6</sub> | V <sub>1</sub> | V <sub>2</sub> | V <sub>3</sub> | V <sub>4</sub> |

스 밴드의 설정에 의존적이며, 히스테리시스 밴드가 작을 수록 토크 오차가 감소하게 된다. 하지만, 밴드폭이 감소하게 되면 스위칭 주파수가 증가하게 되고 이에 따른 스위칭 손실도 증가한다.

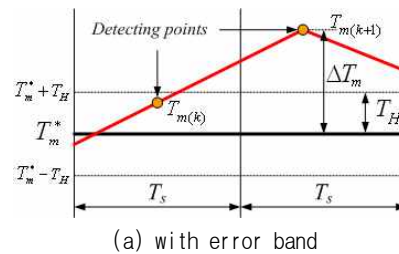
일반적인 디지털 제어방식에서 제어주기는 고정적이며, 토크 추정과 쇄교자속의 추정에 따라 스위칭 벡터는 한 샘플링 주기에서는 고정적으로 결정된다.

### 3. 제안된 DTC-PWM 제어 방식

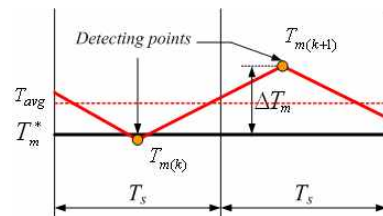
PMSM의 직접순시토크 제어는 구현이 간단하고 비교적 높은 토크 제어 성능을 가진다. 하지만 디지털 제어기에서 히스테리시스 방식의 스위칭 기법을 적용하므로, 토크 추정 시점에서의 오차가 발생할 수 있으며, 이는 제어 샘플링 주기에 따라 달라지게 된다.

그림 3은 일반적인 직접순시토크 제어 방식에 있어서, 지령토크와 실제 토크의 파형을 나타내고 있다. 스위칭 신호는 토크 밴드  $T_H$ 에 따라 가변하며, 실제 토크는 토크 밴드내에 존재해야 한다. 하지만 실제 토크는 그림 3(a)에서 보는바와 같이 히스테리시스 효과에 의해 토크밴드를 초과할 수 있으며, 실제 토크 오차  $\Delta T_m$ 은 전동기의 속도와 샘플링 주기  $T_s$ 에 따라 증가하는 경향을 보인다.

만약 샘플링 주기를 매우 감소시킬 수 있다면 토크 오차를 감소시킬 수 있지만, 스위칭 주파수가 크게 증가하며 이에 따른 손실도 증가하게 된다. 그림 3(b)는



(a) with error band



(b) without error band

그림 3 일반적인 DTC 방식에서의 토크 오차  
Fig. 3 Torque error in a conventional DTC

스위칭 신호가 토크 오차의 부호에 따라 변하는 경우의 토크 파형을 나타내고 있다. 토크 오차는 토크 밴드를 가지는 그림 3(a)에 비하여 감소될 수 있지만, 평균토크는 지령토크에 대해 오차를 가질 수 있으며, 이에 따라 제어 성능이 감소될 수 있다. 아날로그 비교기 회로를 적용하는 경우에는 오차범위 경계점에서 스위칭 패턴을 변화시킬 수 있지만, 이러한 경우에는 마이크로 프로세서와 DAC(Digital to Analog Converter) 및 비교기의 결합으로 스위칭 패턴이 결정되므로 하드웨어의 구성이 복잡해진다. 일반적인 디지털 제어 방식에서 스위칭 패턴은 매 제어 샘플링 구간에서 프로그램으로 결정되기 때문에 그림 3과 같이 실제 토크는 토크 제어범위를 벗어나는 오차를 가질 수 있다.

본 논문에서는 PMSM의 토크 제어를 위하여 기존의 직접순시토크 제어 방식과 PWM 제어 방식을 결합한 새로운 DTC-PWM 방식을 적용하였다. 그림 4와 그림 5는 기존의 DTC-SVM과 본 논문에서 제안된 DTC-PWM 방식의 제어 블록도를 나타내고 있다. 그림 4에서 DTC-SVM 방식은 자속 오차와 토크 오차에 대한 별도의 제어기를 설계하고, 이를 보상하기 위한 d-q축 전압 지령치를 다음과 같이 계산한다.

$$u_{sd}^* = \left( K_{p\psi} + \frac{K_{i\psi}}{s} \right) \cdot (\Psi_s^* - \Psi_s) \quad (5)$$

$$u_{sq}^* = \left( K_{ptm} + \frac{K_{tm}}{s} \right) \cdot (T_m^* - T_m) + \Psi_s \cdot \omega \quad (6)$$

단,  $K_{p\psi}$ ,  $K_{i\psi}$  : 자속 제어기 비례 및 적분 이득

$K_{ptm}$ ,  $K_{tm}$  : 토크 제어기 비례 및 적분 이득

또한 스위칭 시간을 결정하기 위한 전압의 크기와 위상각은 다음과 같이 계산된다.

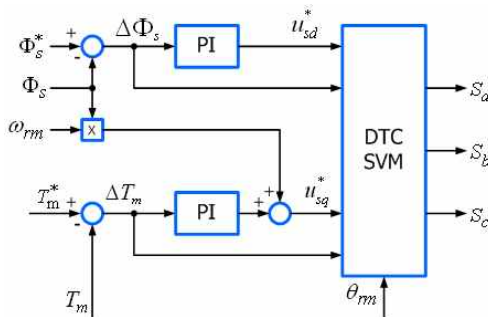


그림 4 DTC-SVM 방식의 제어 블록도  
Fig. 4 A block diagram of a DTC-SVM method

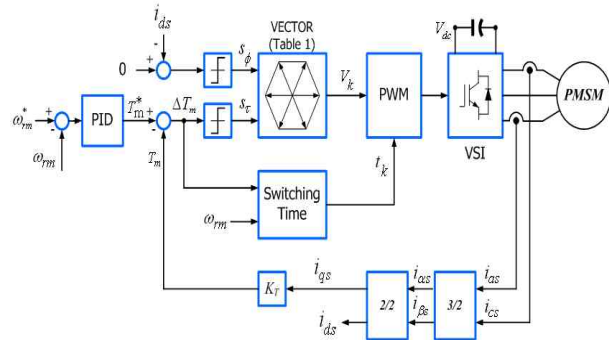
$$u_s^* = \sqrt{u_{sd}^{*2} + u_{sq}^{*2}} \quad (7)$$

$$\delta = \arctan\left(\frac{u_{sq}^*}{u_{sd}^*}\right) \quad (8)$$

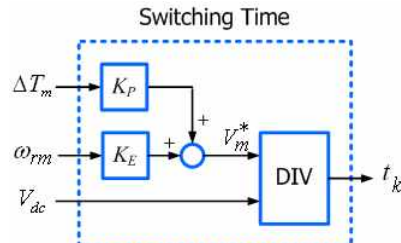
이 지령전압의 크기와 위상에 따라 각 상의 스위칭 시간을 벡터로 연산하여 인버터를 구동하게 된다. 이 방식은 자속 및 토크를 분리하여 제어하는 기존의 벡터 제어와 거의 유사한 방식으로 제어되지만, 기존의 DTC가 가지는 제어기의 단순성에 대한 장점을 가지기 어렵다.

그림 5는 본 논문에서 제안하는 DTC-PWM 방식에 의한 속도 제어 블록도를 나타내고 있다. 그림 5에서 인버터의 전압 벡터  $V_k$ 는 토크오차 및 자속오차의 부호에 따라 표 1에 의해 간단한 방식으로 결정된다.

하지만, 전압 벡터  $V_k$ 가 인가되는 실제 스위칭 시간  $t_k$ 는 기존의 히스테리시스 제어와 달리 PWM에 의해서 가변적으로 제어된다. 즉, 제안된 방식에서는 토크 오차와 쇄교자속의 오차에 대한 유효벡터  $V_k$ 와 유효



(a) 속도 제어 블록도



(b) 유효전압 벡터 인가시간

그림 5 제안된 DTC-PWM 방식의 제어 블록도  
Fig. 5 A block diagram of the proposed DTC-PWM method  
(a) Speed control block  
(b) Switching time calculator of effective vector

효백터가 인가되는 시간  $t_k$ 가 전압형 인버터의 스위칭을 결정하도록 구성된다. 기존의 DTC에서는 히스테리시스의 결과에 따라 샘플링 시간동안 전압벡터  $V_k$ 가 인가되는 방식으로 구현되며, DTC-SVM에서는 자속과 토크 오차에 대한 제어기를 구성하고, 이에 대한 전압벡터를 다시 스위칭 패턴과 시간을 결정하는 공간변조 방식이 적용되어 연산이 복잡해진다. 하지만, 제안된 방식에서는 기존의 DTC 방식에서 처럼, 간단하게 전압벡터가 구해지고, 전압벡터의 스위칭 시간은 PWM 방식으로 간단히 구해 질 수 있다. 공간벡터 변조 방식이 인버터의 유효전압 벡터 사이의 지령전압을 형성하기 위해서 인근한 두 개의 유효전압벡터와 영전압 벡터의 조합으로 스위칭 패턴을 구하여 전류 리플을 최소화하도록 설계되지만, 제안된 방식에서는 하나의 유효전압벡터와 영전압벡터의 조합으로 스위칭 패턴을 형성하게 된다.

본 논문에서 적분계산에 의한 자속 추정의 오차를 고려하여 자속은 d-q 변환된 자속성분 전류의 부호로 결정하도록 설계하였다. 이는 자속의 연산에 비교적 정확하지 않은 순시 전압정보가 요구되고, 또한 적분 연산에 의한 오차가 발생할 수 있기 때문이다<sup>[9]</sup>.

PMSM의 주 쇄교자속은 회전자에 영구자속으로부터 발생하기 때문에 약계자 영역을 제외하면, 일반적으로 자속성분 전류  $i_{ds}$ 는 영의 값으로 제어된다. 만약 자속성분 전류  $i_{ds}$ 가 양의 값이 되면 쇄교자속이 증가하고, 음의 값이 되면 쇄교자속이 감소하게 되므로 검출된 전류로부터 자속성분 전류의 부호가 쇄교자속의 부호  $s_\phi$ 를 결정하게 된다. 또한, PMSM의 토크는 q-축 전류 성분과 토크 상수  $K_T$ 에 의해 직접 계산되도록 하였다.

제안된 방식에서는 고정자 쇄교자속의 정밀한 계산이 요구되지 않으며, 각 상전류로부터 연산된 d-q축 전류에 의해 자속의 방향과 토크가 계산된다. PMSM의 d-q축 전류 성분과 토크는 다음과 같이 Park's 방정식으로부터 쉽게 계산이 가능하다<sup>[9]</sup>.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{re} & \sin\theta_{re} \\ -\sin\theta_{re} & \cos\theta_{re} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$T_m = K_T \cdot i_{qs} \quad (11)$$

단,  $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$  : PMSM 상권선 전류 [A]

$\theta_{re}$  : 회전자의 전기적 회전각 [rad]

$K_T$  : 토크 상수 [Nm/A]

식(9)와 (10)의 간단한 변환식에 의해, 쇄교자속의 오차 부호  $s_\phi$ 와 토크 오차 부호  $s_\tau$ 는 다음과 같이 간단히 계산된다.

$$s_\phi = \text{sign}|I_{ds}^* - i_{ds}| \quad (12)$$

$$s_\tau = \text{sign}|T_m^* - T_m| \quad (13)$$

이때, 쇄교자속의 오차 부호를 결정하기 위한  $I_{ds}^*$ 는 d-축 자속성분 지령전류로, 약계자 영역을 제외하면 영의 값으로 된다.

식 (12) 및 (13)의  $s_\phi$ 와  $s_\tau$ 의 부호는 각각 1 또는 -1의 값을 가지게 되며, 이 값에 따라 표 1의 스위칭 벡터  $V_k$ 가 결정된다. 그림 4에서 제안된 DTC-PWM 방식은 기존의 DTC 방식에서 적용하고 있는 자속 추정기와 토크 추정기 및 비교기를 적용하고 있으나, 스위칭 규칙으로부터 각 샘플링 주기 동안에 적용 될 스위칭 벡터  $V_k$ 와 토크 오차  $\Delta T_m$ 에 따른 스위칭 시간  $t_k$ 에 따라 인버터의 스위칭을 결정하게 된다. 기존의 DTC 방식에서는 샘플링 주기  $T_s$ 동안 하나의 스위칭 벡터를 일정하게 인가하는 방식에서 제안된 방식에서는 샘플링 주기내에서 토크 오차에 따라, 전압 벡터의 인가 시간이 연속적으로 제어된다. 이때, 전압 벡터의 결정은 표 1과 같이 기존의 DTC 방식과 같이 간단하게 결정되며, 스위칭 시간  $t_k$ 는 토크 오차와 전동기의 회전속도에 따른 역기전력의 크기에 따라 다음과 같이 간단히 구해질 수 있다.

$$\Delta T_m = T_m^* - T_m \quad (14)$$

$$V_m^* = K_P \cdot \Delta T_m + K_E \cdot \omega_{rm} \quad (15)$$

$$t_k = \frac{V_m^*}{V_{dc}} \quad (16)$$

$$t_0 = T_s - t_k \quad (17)$$

단,  $t_0, t_k$  : 유효벡터 및 제로벡터의 스위칭 시간

$T_s$  : 샘플링 시간

$\Delta T_m$  : 토크 오차

$K_P$  : 비례 이득

$V_{dc}$  : 직류 링크단 전압

식(11)에서 유효전압 벡터  $V_k$ 가 인가되는 시간  $t_k$ 는 직류링크 전압에 대한 유효전압의 크기  $V_m^*$ 에 의존적이다. 같은 토크 오차에 대해서도 스위칭 시간  $t_k$ 는 유효전압의 크기는 전동기의 속도에 따른 역기전력을 고려하여 계산되므로, 스위칭 시간이 달라진다. 또한, 역기전력의 크기에 대하여, 토크 응답성을 고려한 비례이득이 크게 설정되면, 토크 리플이 증가하게 되고, 토크 오차에 대한 비례이득이 작게 설정되면 토크 응답성이 감소하게 된다.

토크의 최대 변화량은 전동기의 속도, 부하 토크, 샘플링 제어 주기 및 전동기의 파라미터에 따라 결정되는데, 이는 다음 순시 전압 방정식으로부터 그 크기가 계산되어 질 수 있다.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{d}{dt} i_{ds} - L_s \omega_r i_{qs} \quad (18)$$

$$v_{qs} = L_s \omega_r i_{ds} + R_s i_{qs} + L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + K_E \omega_r$$

단,  $v_{ds}$ ,  $v_{qs}$ ,  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$  : d-q축 전압 및 전류

$R_s$ ,  $L_s$  : 상권선 저항 및 인덕턴스

$K_E$  : 역기전력 상수

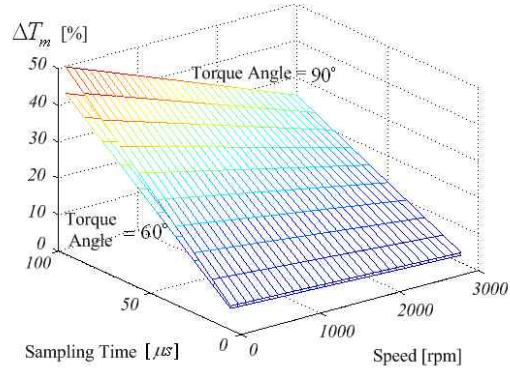
$\omega_r$  : 회전자 전기적 속도 [rad/s]

이상적인 경우에 d-축 전류  $i_{ds}$ 를 영으로 가정하고, 스위칭 벡터에 따른 토크 오차를 계산하면, 식(17)과 (18)로 부터 단위 샘플링 시간  $T_s$ 에 대하여 다음과 같이 계산될 수 있다.

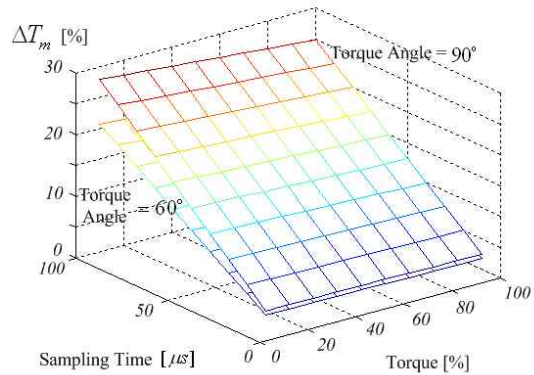
$$\Delta T_m = \frac{K_T}{L_s} \cdot \left( v_{qr} - R_s \cdot \frac{T_m}{K_T} - K_E \cdot \omega_r \right) \cdot T_s \quad (19)$$

그림 6은 본 논문에서 적용된 PMSM의 회전자 속도와 샘플링 제어 주기 및 제어 주기와 부하 토크의 크기에 따른 토크 오차의 크기를 정격토크 대비 퍼센트 비율로 나타내고 있다. 그림 6에서, 최대 토크는 60도에서 120도에서 동작하게 되므로, 토크의 크기는 토크 각이 90도에서 최대로 되고, 60도에서 최소가 된다. 그림 6(a)에서 정격 토크에서 제어주기와 속도에 따른 토크 오차의 분석결과를 보면, 제어주기가 길어질수록, 속도가 낮을 수록 토크 오차가 크게 발생하였다.

그림 6(b)의 분석에서 정격 속도에서 제어주기와 부하 토크에 따른 토크 오차는 낮은 부하일 경우에 토크 오차가 증가하는 것을 알 수 있다. 하지만, 부하에 따른 토크오차의 변화량은 속도에 따른 토크 오차의



(a) 정격토크에서 토크 오차



(b) 정격속도에서 토크 오차

그림 6 샘플링 주기, 속도 및 부하 토크에 따른 토크 오차  
Fig. 6 Torque variation according to sampling time, speed and load torque

변화량에 비하여 매우 작게 발생하고 있다. 그림 6의 결과에서 디지털 제어기에서 제어주기가 고정된다면, 제어 주기 내에서의 토크 오차의 크기는 속도에 매우 의존적이 됨을 알 수 있다.

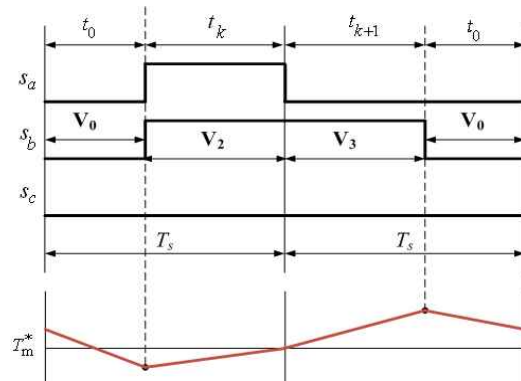


그림 7 샘플링 주기 내에서의 스위칭 신호  
Fig. 7 Switching signals during sampling period



따라서 본 논문에서 토크 제어를 위한 유효전압의 크기  $V_m^*$  은 속도에 비례하고, 토크 오차에 대한 선형 함수로 설계하여 제어 특성이 향상되도록 하였다.

그림 7은 제안된 DTC-PWM 방식에서의 샘플링 제어주기 내에서의 스위칭 신호와 토크 파형을 나타내고 있다.

그림 7에서 제안된 방식에서는 토크 오차에 따라 유효벡터와 영벡터의 스위칭 폭을 제어하도록 인버터를 구동하며, 이에 의해 토크 오차는 토크 제어 대역 이내로 안정적으로 제어 될 수 있음을 보이고 있다.

#### 4. 실험 결과

본 논문에서 제안한 DTC-PWM 방식의 유효성을 검증하기 위하여 실험을 수행하였다. 실험에 적용된 전동기는 Tamagawa사의 400W 전동기를 적용하였으며, 디지털 제어기는 TI사의 TMS320F2811-120MHz로 설계되었다. 외장형 12bit ADC(AD7891)를 사용하여 상전류 및 링크 전압을 검출하도록 설계되었다. 3상 전압형 인버터는 IPM 모듈인 Mitsubishi사의 PS21564-P를 사용하여 설계하였다. 그림 8은 본 실험에 사용된 제어기 및 실험환경을 나타내고 있다.

그림 9와 그림 10은 정지 상태에서 역방향 1,000[rpm]으로 기동할 경우와, 1,000[rpm]에서 정격부하의 변동에 대한 실험 결과를 나타내고 있다. 그림 8의 기동 실험에서 부하는 정격부하의 80%를 인가하였다. 부하를 인가한 상태의 기동에서 제안된 방식은 안정적인 기동과 속도 제어 특성을 보이고 있다. 그림 9에서는 정격부하를 인가하고 차단하였을 경우의 속도 응답 특성을 보이고 있는데, 실험 장치의 다이내모 미

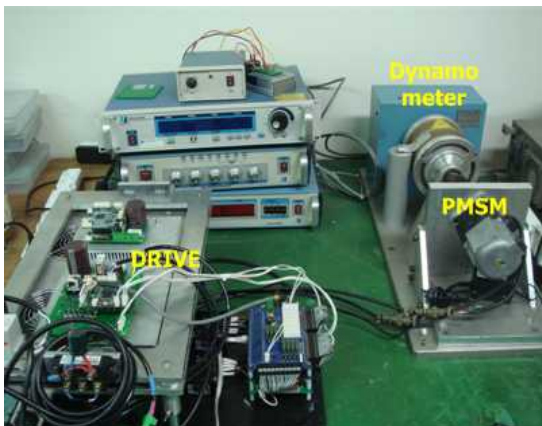


그림 8 실험 환경  
Fig. 8 Experimental configurations

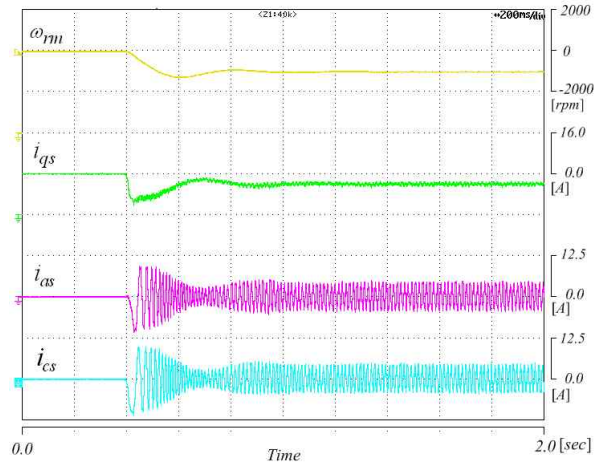


그림 9 -1000rpm 기동 실험결과(80% 부하)  
Fig. 9 Experimental result at -1000rpm starting

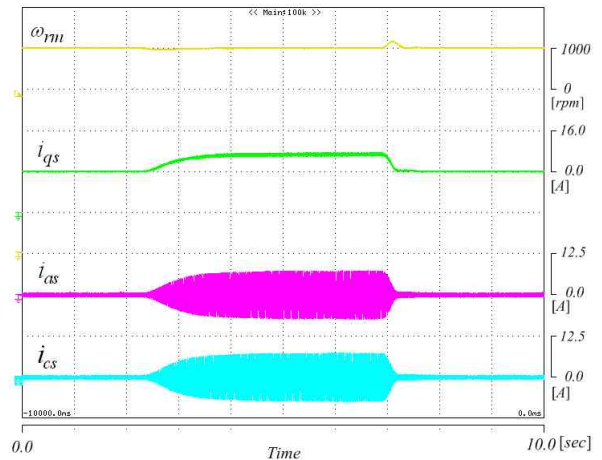


그림 10 정격부하 변동 실험 결과(1000rpm)  
Fig. 10 Experimental result at rated load variation (at 1000rpm)

터에서 순시적인 부하인가가 이루어지지 않아서, 부하의 차단 부분에서 실제속도가 약 18% 정도 상승하였다가, 정상상태 속도를 유지하고 있는 것을 확인할 수 있다.

그림 11은 -2,000[rpm]에서 500[rpm]으로 속도 변동을 하였을 경우의 실험 결과를 나타내고 있다. 토크 전류는 회전 속도와 지령에 따라 안정적으로 지령치를 추종하고 있으며, 전동기의 속도도 안정적으로 제어되고 있음을 보이고 있다.

그림 12는 기존의 벡터 제어와 SVPWM을 적용한 경우와 제안된 방식에서의 실험결과를 나타내고 있다. 각각 250 및 1,000[rpm]에서의 스위칭에 따른 상전류 파형과 1,000[rpm]에서의 정역운전에 따른 응답특성을 나타내고 있다.

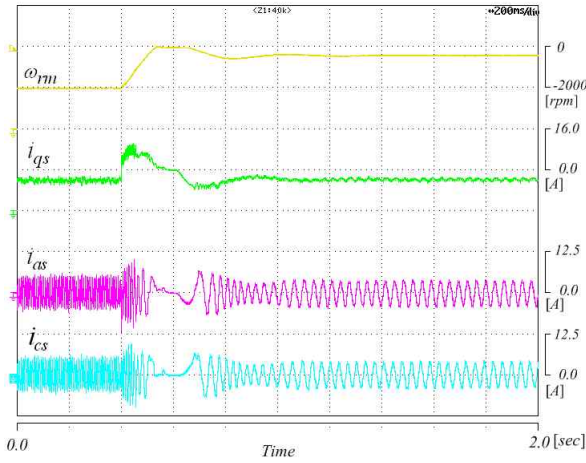
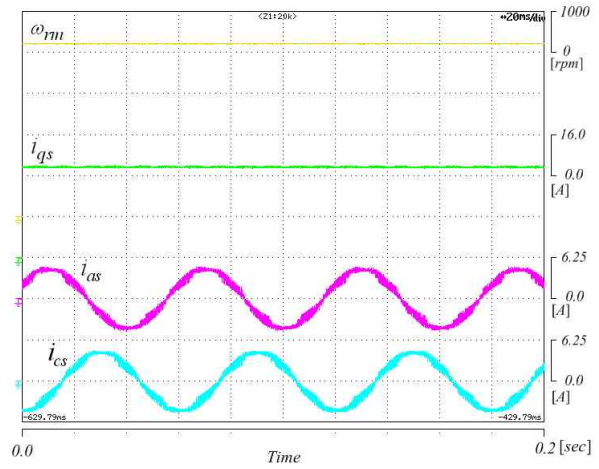
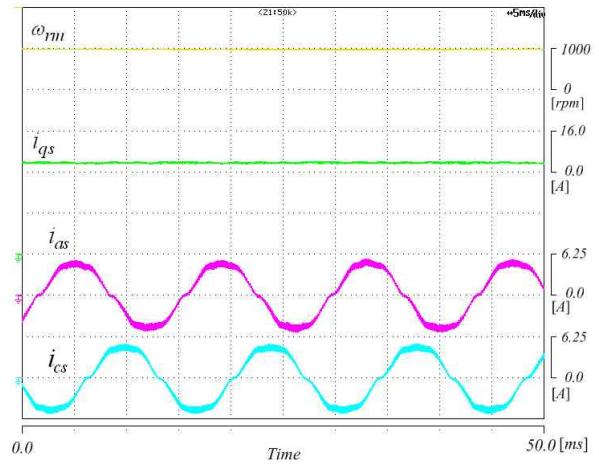


그림 11 속도 변동 실험 결과(-2000rpm → -500rpm)  
 Fig. 11 Experimental result at speed variation  
 (-2000rpm → -500rpm)

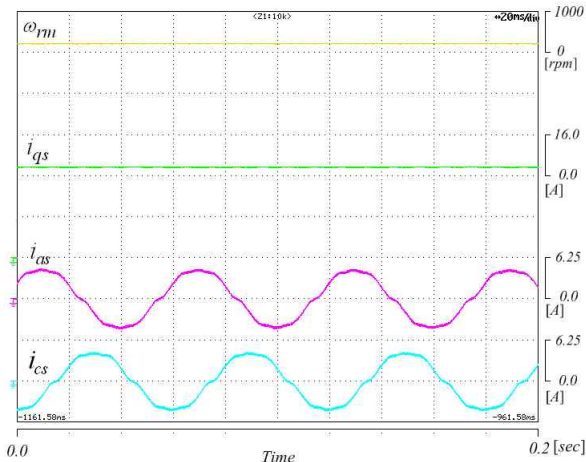
실험 결과에서 제시한 방식의 DTC-PWM 방식은 기존의 벡터 제어 및 SVPWM 방식에 비하여 연산이 매우 간단하지만, 스위칭 패턴의 조합에 있어서, 하나의 유효벡터와 영전압 벡터를 조합하는 간단한 비대칭 스위칭 패턴을 사용하고 있으므로, SVPWM 방식에 비하여 전류의 고조파 리플이 다소 크게 나타남을 보이고 있다. 하지만, 제안된 방식의 고조파 전류 리플은 속도 응답에는 크게 영향을 미치지 않으므로 속도 응답 특성의 실험에서는 거의 유사한 결과를 나타내고 있다. 제안된 방식은 기존의 DTC의 장점을 살리는 간단한 제어기로 제어 성능을 높이기 위한 기존의 벡터 및 공간벡터 변조 기법에 대한 복잡한 연산 없이 비교적 높은 제어 성능을 나타낼 수 있음을 알 수 있다.



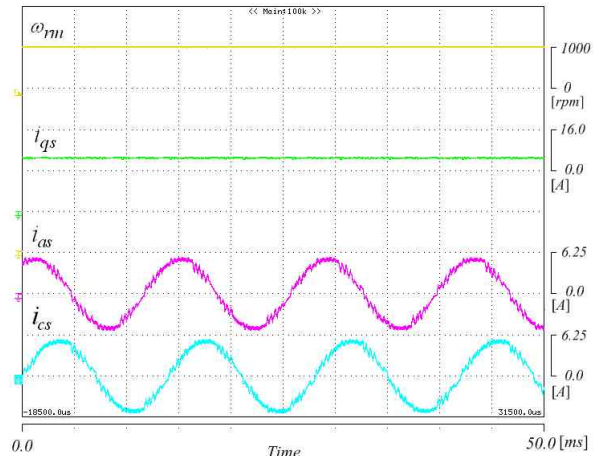
(b) 제안된 방식의 상전류 파형(250[rpm])



(c) SVPWM 방식의 상전류 파형(1,000[rpm])

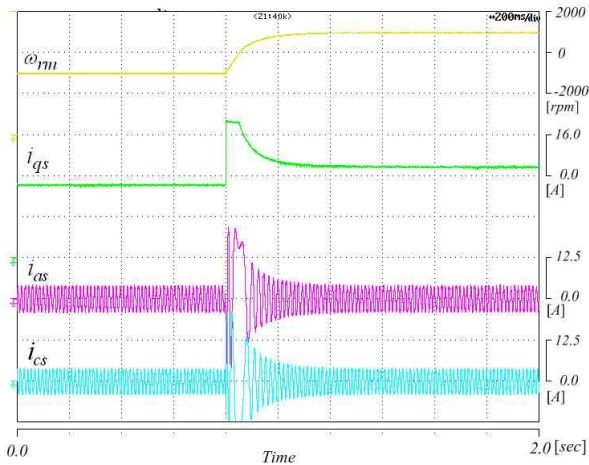


(a) SVPWM 방식의 상전류 파형(250[rpm])

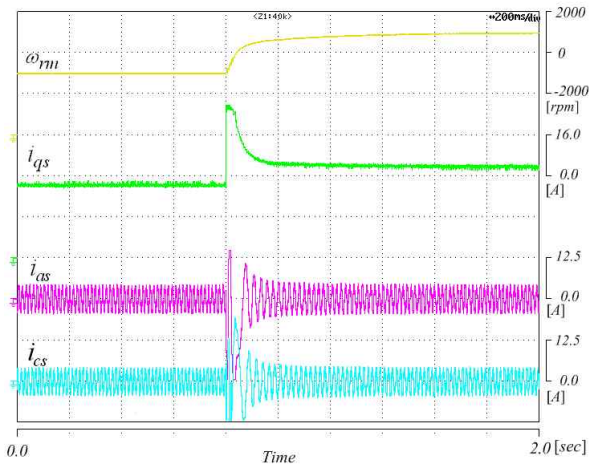


(d) 제안된 방식의 상전류 파형(1,000[rpm])





(e) SVPWM 방식의 속도 응답(-1,000 → 1,000[rpm])



(f) 제안된 방식의 속도 응답(-1,000 → 1,000[rpm])

그림 12 공간벡터변조와 제안된 방식의 실험결과 비교  
Fig. 12 Compared experimental results of SVPWM and the proposed method

### 5. 결 론

본 논문에서는 PMSM의 직접 토크제어를 위한 기존의 DTC 방식을 개선하는 DTC-PWM 방식을 제안하였다. 제안된 DTC-PWM 방식은 토크 오차에 따라, 유효 벡터의 스위칭 시간을 제어함으로써, 구조가 매우 간단하면서도 기존의 DTC 방식이 가지고 있던 랜덤한 스위칭 주파수 문제와 제어 성능을 높이기 위해 요구되는 매우 짧은 제어 주기의 문제를 해결 할 수 있었다. 또한 펄스 폭 제어에 의해, 토크 리플의 크기를 기존의 DTC 방식에 비해 크게 감소 시킬 수 있는

장점을 가진다.

제안된 방식은 연산이 복잡한 SVPWM 방식에 비하여, 하나의 유효벡터와 스위칭 시간에 의해 간단히 전동기의 토크와 속도를 제어할 수 있으며, 저속에서는 동일한 스위칭 시간을 가지는 SVPWM과 거의 동일한 제어 특성을 나타내고 있으나, 속도가 증가함에 따라, 상전류의 리플이 다소 증가하는 특성을 나타내게 된다.

제안된 DTC-PWM 방식은 실제 400W 전동기의 실험을 통하여 그 유효성을 검증하였다.

### 감사의 글

본 연구는 지식경제부의 지원에 의하여 기초전력 연구원(R-2008-23) 주관으로 수행된 과제임.

### 참 고 문 헌

- [1] 고종선, 이태훈, 외란관측기와 파라미터 보상을 이용한 PMSM의 정밀위치 제어, *전력전자학회 논문지*, Vol. 9, No. 1, pp. 42-49, 2004.
- [2] E. Sousy, F. M. Favez, "Robust Tracking Control Based on Intelligent Sliding-Mode Model-Following Position Controllers for PMSM Servo Drives", *Journal of Power Electronics*, Vol. 7, No. 2. pp. 159-173, 2007.
- [3] Y. Hiroyuki, T. Katsunori, H. W. Lee, "Suppression Method for Torque Ripple of PM Synchronous Motor", *Journal of Power Electronics*, Vol. 5, No. 4, pp. 264-271, 2005.
- [4] M. Depenbrock, "Direct self-control of inverter-fed machine", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 3, pp. 420 - 429, 1988, Oct.
- [5] I. Takahashi and T. Naguchi, "A new quick-response and high-efficiency controlstrategy of an induction motor", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. IA-22, pp. 820 - 827, 1986, Sept./Oct.
- [6] C. French and P. Acarnley, "Direct torque control of permanent magnet drives", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. IA-32, pp. 1080 - 1088, 1996, Sept./Oct.
- [7] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. Lim, "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 12, pp. 528 - 536, 1997, May.
- [8] M. F. Rahman, L. Zhong, and K. W. Lim, "A direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive incorporating field

- weakening", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 34, pp. 1246 - 1253, 1998, Nov./Dec.
- [9] I. Takahashi and T. Noguchi, "Take a look back upon the past decade of direct torque control", in Proc. IEEE-IECON'97 23rd Int. Conf., Vol. 2, pp. 546 - 551, 1997.
- [10] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani, "Implementation of a direct torque control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 15, pp. 769 - 777, 2000, July.
- [11] C. G. Mei, S. K. Panda, J. X. Xu, and K. W. Lim, "Direct torque control of induction motor-variable switching sectors", in Proc. IEEE-PEDS Conf., Hong Kong, pp. 80 - 85, 1999, July.
- [12] A. Tripathi, A. M. Khambadkone, and S. K. Panda, "Space-vector based, constant frequency, direct torque control and dead beat stator flux control of AC machines", in Proc. IEEE-IECON'01 Conf., pp. 1219 - 1224, 2001, Nov.

## 저 자 소 개



### 이동희(李東熙)

1970년 11월 11일생. 1996년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 2002년~2005년 OTIS-LG 서보 R&D 선임연구원. 2005년~현재 경성대 전기·전자·메카트로닉스 공학부 조교수. 당 학회 국문지 편집위원.



### 추영배(秋榮培)

1955년 6월 23일생. 1982년 부산대 공대 전기기계공학과 졸업. 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학) 1984년~1985년 (주)효성중공업 근무. 1986년~1991년 한국전기연구원 근무. 현재 거제대학 선박기술계열 부교수.