

저속영역에서 속도검출기가 없는 유도전동기의  
강인성 적응제어 시스템

Robust Adaptive Control System for Induction Motor Drive  
without Speed Sensor at Low Speed

김민희

Min-Huei Kim

<Abstract>

The paper describes a robust adaptive control algorithm for induction motor drive without speed sensor at low speed range. The control algorithm use only current sensors in a space vector pulse width modulation within loop control with rotor speed estimation and voltage source inverter. On-line rotor speed estimation is based on utilizing parallel model reference adaptive control system. MRAC of the modified flux model for flux and rotor speed estimator uses dual-adaptation mechanism,  $\omega_r$  and  $\omega_e$  scheme. The estimated flux components in the model can be compensated from the effects of offset errors on pure integrals. It can be compensated to the parameter variations and torque fluctuation with speed estimation in less than 10 rad/sec. In a simulation, the proposed induction motor control algorithm without speed sensor at very low speed range are shown to operate very well in spite of variable rotor time constant and fluctuating load without change the controller parameters. The suggested control strategy and estimation method have been validated by simulation study, and it proposed the designed system for the implementation using TI320C31 DSP/ASIC controller.

**Key words** : FOC, MRAC, SVPWM, Low Speed  
IM Sensorless Control,

\* 정회원, 영남이공대학 전기과 교수, 공학박사  
중앙대학교 대학원 졸업  
705-036, 대구광역시 남구 대명7동 1737  
Tel: (053)650-9263, Fax: (053)624-4736

Prof., Dept. of Electricity, Yeungnam College  
of Science & Technology, Ph. D  
E-mail : mhkim825@chollian.net

<Nomenclature>

$R_s$	Stator resistance per phase.
$R_r$	Rotor resistance per phase.
$L_s$	Stator inductance per phase.
$L_r$	Rotor inductance per phase.
$M$	Mutual magnetizing inductance per phase.
$\sigma$	Leakage coefficient
$P$	Number of poles.
$p$	Differential operator.
$\omega_e$	Synchronous rotating flux angular speed.
$\omega_r$	Motor electrical angular speed.
$\omega_r^*$	Motor electrical angular speed command.
$\omega_m$	Motor mechanical rotor angular speed.
$\omega_{sl}$	Slip angular speed.
$\alpha, \beta$	Phase angle.
$d^s-q^s$	Stationary stator axes frame.
$d^r-q^r$	Synchronously rotating rotor axes frame.
$d^f-q^f$	Synchronously rotating flux axes frame.
$V^*$	Reference voltage command.
$v_{qs} (v_{ds})$	q-axis(d-axis) stator voltage.
$i_1^s (i_2^r)$	Result stator (rotor) current.
$i_{qs} (i_{ds})$	q-axis(d-axis) stator current.
$i_{qs}^* (i_{ds}^*)$	q-axis(d-axis) stator current command.
$i_{IF} (i_{IT})$	Stator flux (torque) component current.
$I_{qs} (I_{ds})$	q-axis (d-axis) rotor current.
$\Phi_r$	Rotor flux.
$\Phi_{qs}, (\Phi_{ds})$	q-axis(d-axis) stator flux.
$\Phi_{qr} (\Phi_{dr})$	q-axis(d-axis) rotor flux.
$\Phi_{qr}^a (\Phi_{dr}^a)$	q-axis(d-axis) compensated rotor flux
$\theta_e (\theta_r, \theta_{sl})$	Synchronously(rotor, slip) phase angle.
" * "	Symbol of reference command.
" _ "	Symbol of estimated value.
" ^ "	Symbol of compensated value.
" Δ "	Symbol of small and linear variable value.
$T$	Time constant.
$T1, T2$	Switching time interval for SVPWM.
$T_e$	Motor developed torque.
$T_L$	External load torque.
$T_a$	Sampling Time.
$T_r$	Rotor time constant.
$T_v, T_i, T_f$	Compensated time constant.
$\gamma$	Positive constant.
$J$	System total inertia.
$B_m$	System total viscous coefficient.
$N_m$	Actual motor speed.

1. 서론

최근 벡터제어 이론을 도입한 유도전동기 제어시스템은 고도의 정밀도와 속응성이 요구

되는 산업용 응용분야에 고성능 동력원으로 광범위하게 적용되어 지고 있다. 벡터 제어법은 전동기의 회전자 속도 또는 자속의 크기와 위치에 대한 정보가 필수적이기 때문에 펄스 엔코더나 리졸버 등의 속도검출기를 사용하여 직접 정보를 얻어서 제어하는 방법이 일반적이다. 그러나 속도 측정장치는 가격이 비싸고, 전동기와 결합이 어려우며, 설치환경에 따라 제한을 받고, 전기적 노이즈에 취약함과 동시에 전동기 체적을 크게 하는 등 응용영역의 확대와 함께 새로운 문제점들이 유발되고 있다.

이와 같이 속도검출기를 사용함에 따른 문제점을 해결하기 위하여 국내외에서 속도검출기를 사용하지 않은 농형 유도전동기의 고성능 정밀제어 시스템 개발을 위하여 제어 알고리즘 및 제어방법 등에 대한 연구가 대단히 활발하게 이루어지고 있다 [1]-[11].

속도센서가 없는 벡터제어 시스템은 일반적으로 전동기 단자에서 측정된 고정자의 단자전압과 전류로부터 속도를 추정하여 이를 피이드백 제어한다. 이를 구현하기 위해서는 전동기 모델에 관한 정확한 정보가 요구되나 운전 중 온도영향 등으로 인하여 고정자 및 회전자 저항의 변화에 따라 추정된 자속이 변화하거나 포화되어 불안정한 상태에서 전동기가 운전된다. 특히 저속운전 영역의 경우 추정된 회전벡터가 불안정하고 부하변동 등 외적변화에 따른 영향이 커지므로 고성능 정밀제어 시스템에서 문제점으로 되어지고 있다 [12]-[14]. 따라서 산업분야에 응용하기 위해서는 속도센서를 사용하지 않고 구현이 용이하며 제어시스템의 안전성과 과도응답 특성을 개선 할 수 있는 시스템 개발이 절실히 요구되고 있다 [15][16].

속도센서가 없는 유도전동기 벡터제어에서, 추정된 회전자 자속의 크기와 위치가 참값으로 수렴된다면 실제속도도 정확하게 추정 될 수 있다. 그러나 추정에 적용된 파라미터 중 회전자 저항이 실제와 다른 값으로 적용되었을 때 기준 값인 자속성분과 토크성분의 전류 지령치들은 파라미터의 오차에 해당되는 만큼의 출력 오차를 포함하게 되어 속도추정 제어 알고리즘의 불안정 원인이 된다. 또한 같은 단자전압과 전류를 전동기 상태방정식에 적용하여 속도추

정과 회전자 저항 동정법을 동시에 적용한 제어시스템들은 알고리즘이 복잡하고 많은 연산으로 인하여 실시간 제어에 있어 2개 이상 또는 고성능 연산용 마이크로 프로세서가 요구되므로 구현에는 어려움이 따른다 [9][17].

본 연구에서는 속도센서가 없는 유도전동기 제어시스템을 저속영역에서 부하변동에 강인한 제어 운전특성을 얻기 위하여 전류제어기의 출력인 전압지령 치와 전동기 단자에서 검출된 전류 값을 사용하여 전압전류 상태방정식으로부터 얻어진 자속을 적용한 회전자 각 속도 ( $\omega_r$ ) 적용 시스템과 순수한 적분과 옵셋트의 영향을 줄이기 위하여 약간의 시간지연을 갖는 보상된 회전자 자속을 적용한 회전자 자속의 각 속도( $\omega_e$ ) 적용시스템을 이용한 2중 모델기 준적용제어(Model Reference Adaptive Control, MRAC)를 속도추정에 적용한 제어시스템을 제시하였고, 시뮬레이션을 통하여 응답특성의 우수함을 검증하였으며, 구현을 위한 제어시스템을 구성하였다.

## 2. 유도전동기의 벡터제어 시스템

### 2.1 벡터제어 및 모델링

과도상태에서 속응성과 고성능 및 강인성 제어를 위하여 유도전동기 회전자의 자속 각을 기준으로 자속의 크기와 위치를 알아내어 고정자 전류를 자속성분 전류와 토크성분 전류로 분리한 다음 서로 독립적으로 제어하여 과도상태에서 우수한 응답특성을 얻는 방식이 벡터제어이다. 이때 자속성분 전류는 항상 기준 자속 벡터와 일치하도록 하며 토크성분 전류는 기준 자속벡터와 직교되도록 제어하여야 한다. 벡터제어는 기준 자속의 형태에 따라 고정자 자속 기준제어와 공극 자속기준제어 및 회전자 자속 기준제어로 구분되며, 자속의 회전각 주파수를 얻는 방법에 따라 직접 벡터제어와 간접벡터제어로 나눈다.

직접 벡터제어는 고정자 슬롯에 홀 소자 등을 이용하여 자속을 직접 검출하거나 전동기의 단자 전압과 전류로부터 간접적으로 자속을 연산하여 추정하는 방법이 있다. 이 방법은 저속 영역에서 전동기의 저항전압강하와 연산에 요

구되는 순수 적분기 사용에 의한 영향으로 근원적인 문제점을 가지고 있으나 고속영역에서는 우수한 특성을 얻을 수 있는 특징이 있다. 간접 벡터제어는 고정자의 입력 전류와 전동기의 매개변수를 이용하여 슬립 각 속도를 수식에 의하여 계산한 후 이를 회전자 속도에 더하여 적분한 값으로부터 간접적으로 자속의 각주파수를 추정하여 연산제어 하는 방식이다. 이 방법은 저속영역 근처에서 우수한 특성이 얻어지나 전동기의 파라미터 변동에 따라 영향을 많이 받는 결점이 있다. 간접 벡터제어 방식은 직접 벡터제어에 비해 구현이 쉬운 관계로 일반 적으로 많이 적용되고 있다.

3상 유도전동기의 전압방정식을 동기 각 속도  $\omega_e$ 로 회전하는 회전자 좌표계로 변환하면 식(1)(2)와 같은 전압 및 기계적인 운동방정식으로 표시되며, 그림 1은 벡터제어를 위한 페이지도를 나타낸 것이다.

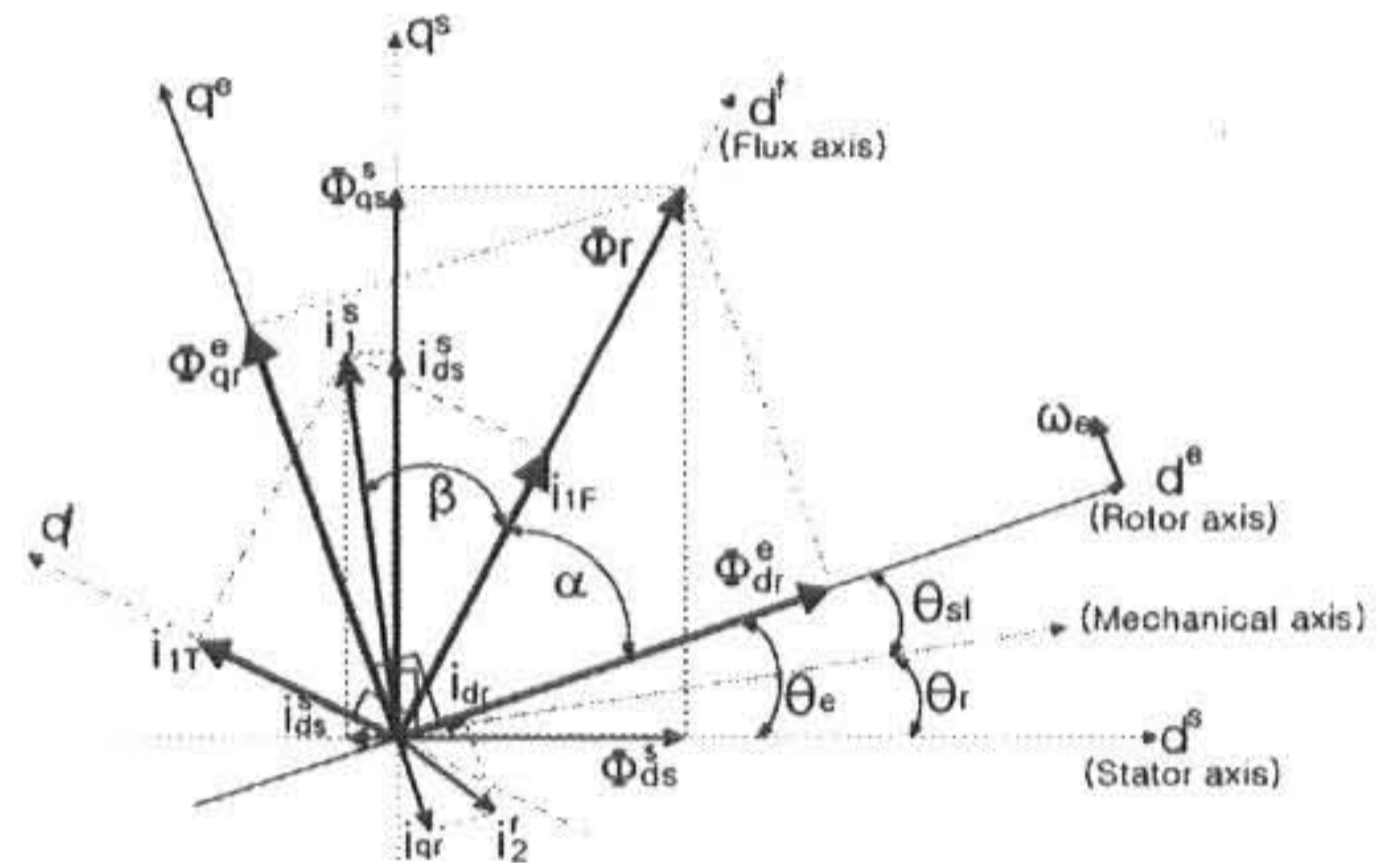


Fig. 1. Phasor diagram for a induction motor vector control

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + p\sigma L_s & -\omega_e \sigma L_s & p(M/L_r) & -\omega_e(M/L_r) \\ \omega_e \sigma L_s & R_s + p\sigma L_s & \omega_e(M/L_r) & p(M/L_r) \\ -M(R_r/L_r) & 0 & p + (R_r/L_r) & -\omega_{sl} \\ 0 & -M(R_r/L_r) & \omega_{sl} & p + (R_r/L_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} T_e &= (3/2)(P/2) (M/L_r) (I_{qs} \Phi_{dr} - I_{ds} \Phi_{qr}) \\ &= J (d/dt) \omega_m + B_m \omega_m + T_L \end{aligned} \quad (2)$$

일정 자속 제어법에서 전동기의 회전자 자속을 동기좌표축인  $d^e$ - $q^e$ 에 일치시키면 완전한 벡터제어를 이룰 수 있으며 식(3)과 같은 조건

이 얻어진다.

$$\Phi_{dr}^e = \overline{\Phi_r} = \text{constant}, \quad \Phi_{qr}^e = \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = 0$$

이 식을 적용하면  $\Phi_r = \Phi_{dr} = M I_{ds}$ 로 되어 회전자 자속기준 간접 벡터제어식이 유도되어 토크와 슬립은 식(4)(5)로 되며, 회전자 자속 축의 위치는 식(6)으로 표시된다.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)\left(\frac{M}{L_r}\right) I_{qs} \Phi_{dr} \quad (4)$$

$$\omega_{sl} = \left(\frac{M}{T_r}\right)\left(\frac{I_{qs}}{\Phi_{dr}}\right) \quad (5)$$

$$\theta = \int (\omega_s + \omega_r) dt = \int \omega_e dt \quad (6)$$

자속과 토크성분의 지령 값에 d-q축 상호 간섭 성분이 존재하므로 전류를 독립적으로 제어하기 위하여 d축과 q축의 상호간섭 유기전압 성분을 전향 보상하면 전류의 오차만으로 선형 제어를 이룰 수 있으며, d<sup>e</sup>-q<sup>e</sup>축의 비간섭 성분은 식(7)과 (8)이 된다.

$$V_{ds}^* = V_{ds} + V_{ds}^d, \quad V_{qs}^* = V_{qs} + V_{qs}^d \quad (7)$$

$$V_{ds}^d = -\omega_e \sigma L_s I_{qs}$$

$$V_{qs}^d = \omega_e \sigma L_s (1 + \sigma T_r p) / (1 + T_r p) I_{ds}$$

## 2.2 회전자 자속 모델링

회전자 자속은 식(1)의 고정자 전압방정식과 회전자 전류방정식을 정리하면 상태방정식 (9)와 (10)이 얻어진다. 일반적으로 식(9)는 회전자 속도와 독립적으로 동작하므로 MRAC의 기준 모델로 적용되며, 식(10)은 속도에 의존되므로 조정모델로 적용된다.

$$p \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \left(\frac{L_r}{M}\right) \left( \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s + \sigma L_s p & 0 \\ 0 & R_s + \sigma L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \right) \quad (9)$$

$$p \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_r}\right) & -\omega_r \\ \omega_r & -\left(\frac{1}{T_r}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \left(\frac{M}{T_r}\right) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} \Phi_{dr}^a \\ \Phi_{qr}^a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_i}\right) & (\omega_e - \omega_r) \\ -(\omega_e - \omega_r) & -\left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_i}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr}^a \\ \Phi_{qr}^a \end{bmatrix} \quad (10)$$

전동기 회전자 자속기준 좌표계에서 회전자 자속의 동적 상태방정식은 식(1)의 첫째와 둘째 행에서 얻어진 전압방정식과 셋째 행과 넷째

행에서 얻어진 전류방정식을 정리하면 식(11)과 (12)로 유도된다.

(3) 전동기의 파라미터  $R_s, L_s, L_r$ 와  $M$ 을 알고  $I_{ds}, I_{qs}, V_{ds}, V_{qs}$  및  $\omega_e$ 를 측정 또는 추정하면 회전자 자속을 얻을 수 있다. 그러나 저속영역에서는 순수한 적분요소에서 오프셋과 드리프트 오차의 영향 등을 무시 할 수 없으므로 이 방법에 의해서는 만족 할 만한 정도를 얻을 수 없다. 이런 문제를 해결하기 위하여 약간의 시간 지연을 가지는 새로운 자속 변수를 도입하여 자속 상태변수를 보상하여 적용한 자속 값  $\Phi_{dr}^a$  와  $\Phi_{qr}^a$ 은 식(13)으로 나타낼 수 있다 [2][20].

$$p \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_e \\ -\omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \left(\frac{L_r}{M}\right) \left( \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s + \sigma L_s p & -\omega_e \sigma L_s \\ \omega_e \sigma L_s & R_s + \sigma L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \right) \quad (11)$$

$$p \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_r}\right) & (\omega_e - \omega_r) \\ -(\omega_e - \omega_r) & -\left(\frac{1}{T_r}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \left(\frac{M}{T_r}\right) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} p & p - \omega_e \\ p + \omega_e & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p + \frac{1}{T} & p + \frac{1}{T} - \omega_e \\ p + \frac{1}{T} + \omega_e & p + \frac{1}{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr}^a \\ \Phi_{qr}^a \end{bmatrix} \quad (13)$$

식(13)에서 지연시간  $T$ 를 적은 값으로 선택 하면  $\Phi_{dr}^a$  와  $\Phi_{qr}^a$ 는  $\Phi_{dr}$  와  $\Phi_{qr}$ 에 근사적으로 비례하며 순수적분에 대한 오프셋과 드리프트 오차의 영향을 줄일 수 있다. 식(13)식을 식(11)와 (12)식에 적용하면 식(14)와 (15)가 유도된다.

$$p \begin{bmatrix} \Phi_{dr}^a \\ \Phi_{qr}^a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_v} & \omega_e \\ -\omega_e & \frac{1}{T_v} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr}^a \\ \Phi_{qr}^a \end{bmatrix} + \left(\frac{L_r}{M}\right) \left( \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s + \sigma L_s p & -\omega_e \sigma L_s \\ \omega_e \sigma L_s & R_s + \sigma L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \right) \quad (14)$$

$$+ \left(\frac{M}{T_r}\right) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (15)$$

식(12), (13) 및 (15)을 정리하면 전류방정식

으로부터 보상된 자속의 상태방정식이 얻어지며, 얻어진 상태방정식을 기초로 식(16)과 같은 추정상태방정식이 유도된다.

여기서 "-" 표시는 추정된 값을 나타내며, "a" 표시는 적분요소의 영향을 줄이기 위하여 약간의 시간 지연을 가지는 보상된 값을 나타낸다. 이를 적용하여 정리한 결과의 식은 (17)-(20)로 된다.

$$p \begin{bmatrix} \bar{\phi}_{dr}^a \\ \bar{\phi}_{qr}^a \\ \bar{\phi}_{dr} \\ \bar{\phi}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_i} & \bar{\omega}_e & -\frac{1}{T_r} & -\bar{\omega}_r \\ -\bar{\omega}_e & -\frac{1}{T_i} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\bar{\omega}_e - \bar{\omega}_r) \\ 0 & 0 & -(\bar{\omega}_e - \bar{\omega}_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \bar{\phi}_{dr}^a \\ \bar{\phi}_{qr}^a \\ \bar{\phi}_{dr} \\ \bar{\phi}_{qr} \end{bmatrix} + \left(\frac{M}{T_r}\right) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\bar{\phi}_{dr} = \frac{M I_{ds}}{(1+T_r p)} \quad (17)$$

$$\bar{\omega}_{sl} = \frac{M I_{qs}}{T_r \bar{\phi}_{dr}} \quad (18)$$

$$\bar{\omega}_e = \bar{\omega}_r + \left(\frac{1+T_r p}{T_r}\right) \left(\frac{I_{qs}}{I_{ds}}\right) \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} p + \frac{1}{T_i} & -\bar{\omega}_e \\ \bar{\omega}_e & p + \frac{1}{T_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\phi}_{dr}^a \\ \bar{\phi}_{qr}^a \end{bmatrix} = \frac{M}{(1+T_r p)} \begin{bmatrix} p \\ \bar{\omega}_e \end{bmatrix} I_{ds} \quad (20)$$

### 2.3 SVPWM 제어

유도전동기 고성능 운전에는 사용되는 전력변환은 필연적으로 전력 증폭기처럼 빠른 응답특성으로 제어되는 장치를 적용하여야 한다. 지금까지는 전류제어 기법에 대하여 여러 가지 방법들이 제시되었지만 이들 방법들 중 구현이 쉽고 과도응답이 빠르며 최대전류 제한능력과 부하 파라미터의 변동에 민감하지 않고 3상이 독립적으로 제어되는 히스테리시스 전류제어기가 많이 사용되어 지고 있다. 그러나 독립적인 각각의 히스테리시스 전류제어기 사이의 3상 관계정립이 결여되어 낮은 변조지수에서도 스위칭 주파수가 매우 높아질 수 있으며 전류오차도 정확하게 제한되지 않는 결점이 있다.

이에 따라 저속영역에서도 부하변동과 외란에 둔감하면서 파라미터 변동 및 노이즈에 강인성을 가지며 낮은 가격으로 과도상태에서 우수한 특성을 가지는 히스테리시스 전류제어기의 수정된 형태인 델타변조법(CRDM)과 공간상태변조법(SVPWM) 및 직접 토크제어(DTC) 방법이 속응성과 정밀성이 요구되는 분야에서 많이 이용되고 있다 [11][16]-[20].

그림 2와 3은 본 연구에서 적용된 SVPWM의 원리를 나타낸 것이다. 인버터의 출력전압을 공간상에서 벡터로 나타내면 각 스위칭 상태의 조합에 따라 여덟 개의 기본 벡터로 표기할 수 있으며, SVPWM은 이러한 공간 벡터 상에서 임의의 인버터 기준 출력전압을 기본 벡터의 합성으로 구하는 변조방법이다. 기준 출력전압의 공간상 위치선정을 위해 6개의 섹터로 구분할 수 있으며 각 섹터의  $T_1$ 과  $T_2$ 로 부터 기준 출력전압의 벡터( $V^*$ )를 연산에 의하여 결정한다. 실 시스템에서 게이팅 시간은 DSP로 구현이 간결하고 용이한 유효 시간과 가상 스위칭 시간 개념을 이용한 방법을 적용한다 [18].

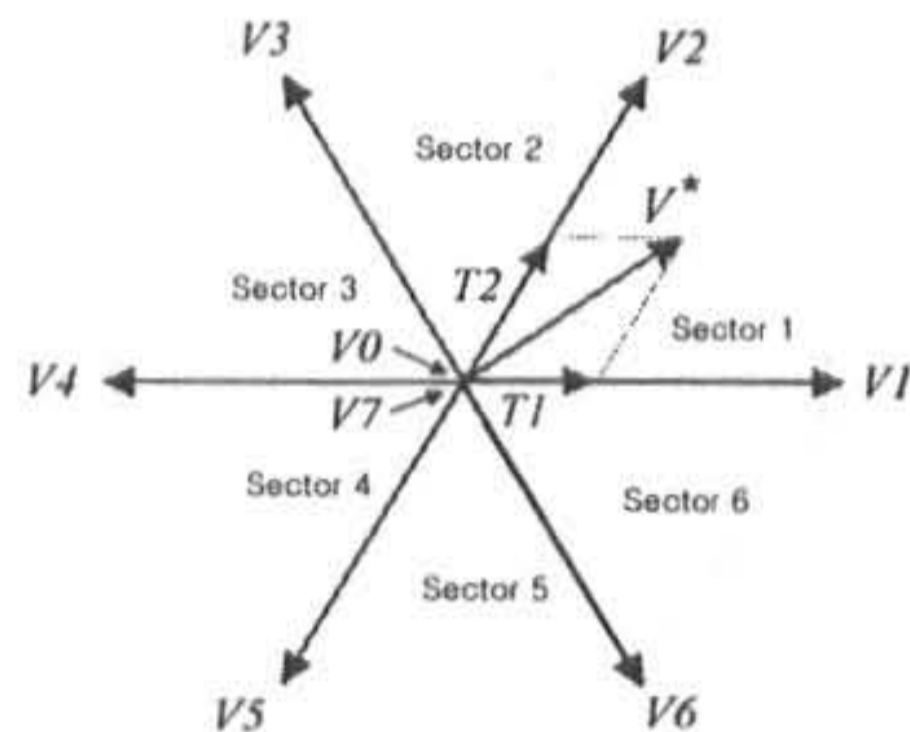


Fig. 2. SVPWM Sector

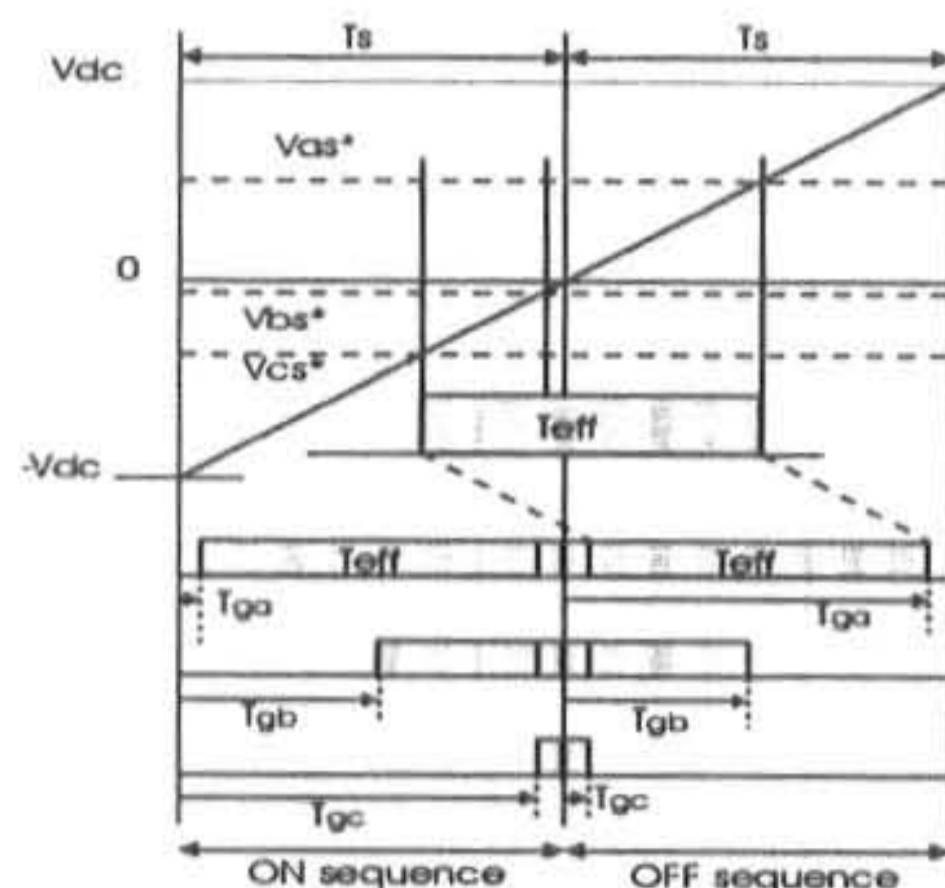


Fig. 3. SVPWM Pattern

### 3. 제어 이론에 의한 시스템 구성

#### 3.1 MRAC에 의한 회전자 속도추정

모델기준적응제어(MRAC) 시스템은 정밀 제어 시스템 개발에 많이 적용되어 지고 있으며 여러 가지 형태의 방법들이 이용되고 있다. 선형화 제어는 미소한 자속 변화에 따라 자속 각 속도  $\omega_{eo}$  와 회전자 각 속도  $\omega_{ro}$  및 슬립 각 속도  $\omega_{so}$ 가 일정할 때 이루어지며, 식(21)로 표시됨과 동시에 식(22)을 만족하여야 한다.

$$p \begin{bmatrix} \Delta\Phi_{dr}^a - \Delta\bar{\Phi}_{dr}^a \\ \Delta\Phi_{qr}^a - \Delta\bar{\Phi}_{qr}^a \\ \Delta\Phi_{dr} - \Delta\bar{\Phi}_{dr} \\ \Delta\Phi_{qr} - \Delta\bar{\Phi}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_i} & \omega_{eo} & -\frac{1}{T_r} & -\bar{\omega}_{ro} \\ -\omega_{eo} & -\frac{1}{T_i} & \bar{\omega}_{ro} & -\frac{1}{T_r} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{so} \\ 0 & 0 & -\omega_{so} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\Phi_{dr}^a - \Delta\bar{\Phi}_{dr}^a \\ \Delta\Phi_{qr}^a - \Delta\bar{\Phi}_{qr}^a \\ \Delta\Phi_{dr} - \Delta\bar{\Phi}_{dr} \\ \Delta\Phi_{qr} - \Delta\bar{\Phi}_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \bar{\Phi}_{dro} (\Delta\omega_r - \Delta\bar{\omega}_r) \quad (21)$$

$$\int_0^t \Delta e^T \bar{\Phi}_{dro} (\Delta\omega_r - \Delta\bar{\omega}_r) dt \geq \gamma^2 \quad (22)$$

$$\Delta e = D\Delta R = \begin{bmatrix} (\Delta\bar{\omega}_e - \Delta\bar{\omega}_r) \\ (p + \frac{1}{T_r}) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\Phi_{dr}^a - \Delta\bar{\Phi}_{dr}^a \\ \Delta\Phi_{qr}^a - \Delta\bar{\Phi}_{qr}^a \\ \Delta\Phi_{dr} - \Delta\bar{\Phi}_{dr} \\ \Delta\Phi_{qr} - \Delta\bar{\Phi}_{qr} \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$Co = (p + \frac{1}{T_r}) \quad (23)$$

본 연구에서는 저속영역에서 부하변동에 강한 제어 운전특성을 얻기 위하여 전압전류 상태방정식에서 얻어진 수식에서 계산된 자속을 적용한 회전자 각 속도( $\omega_r$ )적용 시스템과 순수한 적분과 옵셋트의 영향을 줄이기 위하여 약간의 시간지연을 가지는 회전자 자속의 각 속도( $\omega_e$ )를 적용시켜 추정하는 방법으로, 회전자 각 속도와 자속의 각 속도를 2중으로 동시에 적용시키는 "Dual-adaptation mechanism"의 MRAC방법을 적용하였다. MRAC 제어이론과 Popov's Hyperstability Criterion 이론을 도입하여 추정되는 회전자 각 속도는 식(24)로 된다 [2][20]-[22]. 여기서  $\Delta e$ 와  $Co$ 는 식(23)으로 결

정하였다.

$$\bar{\omega}_r = \omega_r(0) + K_1 \bar{\Phi}_{dr} Co \Delta e + K_2 \int_0^t \bar{\Phi}_{dr} Co \Delta e dt \quad (24)$$

그림 4는 제시된 MRAC을 적용한 회전자 속도추정의 블럭도를 나타낸 것이다. 주 적응 시스템의 기준모델은 실제 제어해야 할 전동기의 파라미터와 적용된 제어기에 의하여 주어지며, 조정모델은 추정된 회전자 각 속도  $\omega_r$ 를 피드백하여 회전자 자속의 오차성분  $\Delta\Phi_{dr}$ 와  $\Delta\Phi_{qr}$ 가 영이 되도록 하는 " $\omega_r$ -adaptation"이며, 보조 적응 시스템은 약간의 시간 지연을 가지는 보상된 자속성분에 의하여 회전자 자속의 각 속도  $\omega_e$ 를 피드백 하여 회전자 자속의 오차성분  $\Delta\Phi_{dr}^a$ 와  $\Delta\Phi_{qr}^a$ 가 영이 되도록 하는 " $\omega_e$ -adaptation" 방법으로 제어하여 회전자 각 속도  $\omega_r$ 를 연산추정 한다.

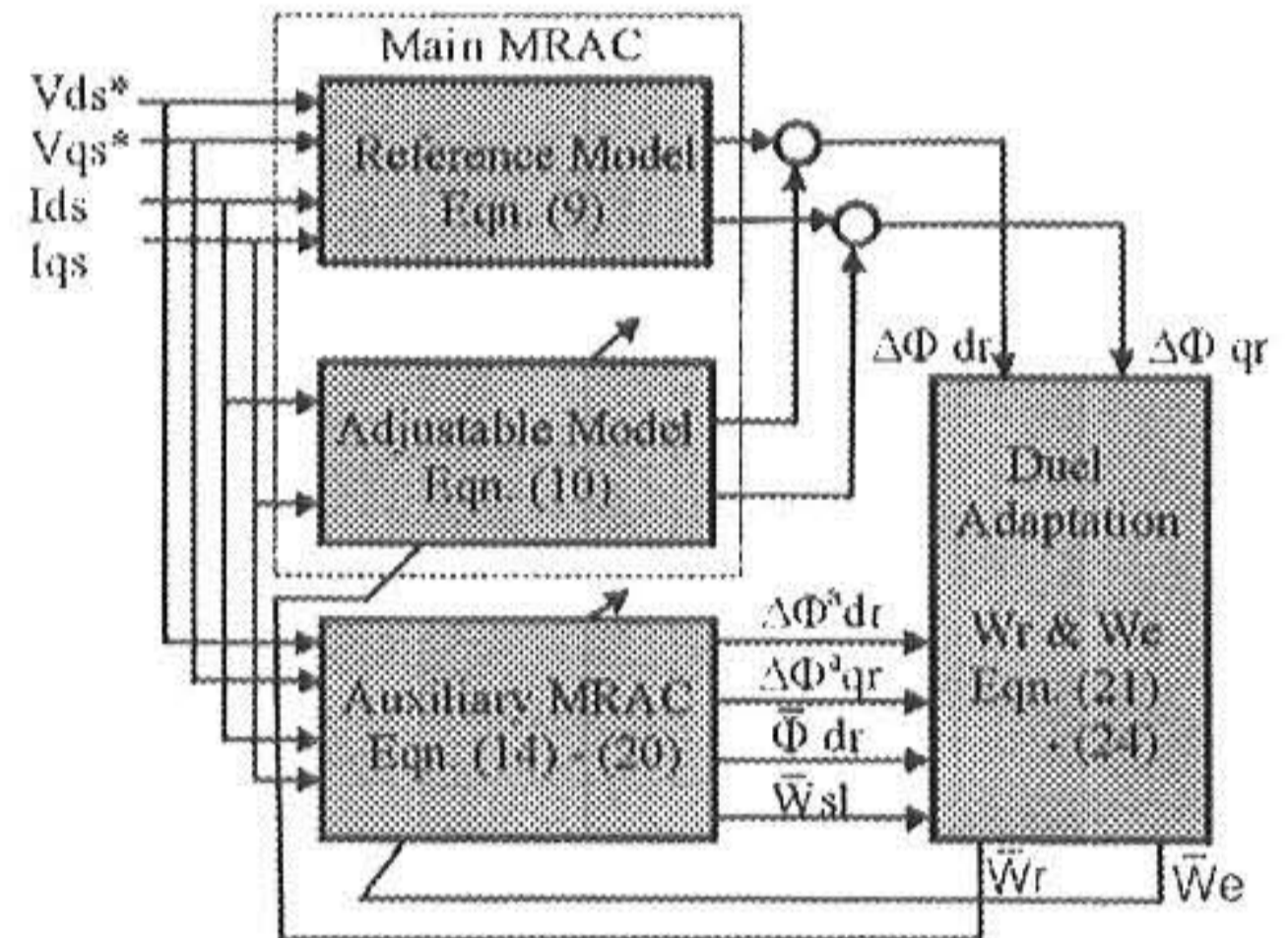


Fig. 4. Concept MRAC based the speed estimation

#### 3.2 제어시스템 구성

그림 5는 본 연구에서 제시한 속도검출기가 없는 유도전동기 제어시스템을 블럭도로 나타낸 것이다. 전력변환장치는 일반적으로 드라이브가 용이한 IGBT 소자를 사용한 3상 전압형 인버터를 적용하였다. 홀 센서로 검출된 3상 전동기 부하 전류( $i_a, i_b, i_c$ )는 2상으로 좌표 변환하여 동기 좌표계로 벡터 회전되어 직류 값으로 변환된다. 제시된 MRAC의하여 추정된 회전자 각 속도( $\omega_r$ )는 속도 지령치( $\omega_r^*$ )와 비교되어 속도오차를 속도지령의 스텝변화에 대한 오버슈트가 적으면서도 응답특성이 우수한 2자유도 IP 제어기에서 제어된다. IP제어기와 전류

제한기를 통하여 회전자 토크성분 지령전류 ( $I_{qs}^*$ )를 결정하며, 저속영역에서 회전자 자속성분 지령전류( $I_{ds}^*$ )를 전동기의 무부하 전류에 해당되는 일정한 전류 값이 되도록 한다. 이들 전류기준 값은 검출된 실제 전류 값과 비교하여 PI제어기를 사용하여 제어하며, 비간섭 성분을 보상하여 기준전압 성분  $V_{ds}^*$ 와  $V_{qs}^*$ 가 결정된다. 벡터회전에 적용한 회전자 자속의 각 속도 ( $\omega_e$ )는 간접벡터 제어법에 의하여 검출된 전동기 실제 전류로부터 연산 추정된 슬립 각주파수( $\omega_{sl}$ )에 추정속도( $\omega_r$ )를 더한 것이며 이 값을 적분하면 회전각( $\theta_e$ )이 얻어진다. 회전된 벡터 기준전압은 SVPWM에 의하여 전압원 인버터의 IGBT 게이트를 스위칭 한다.

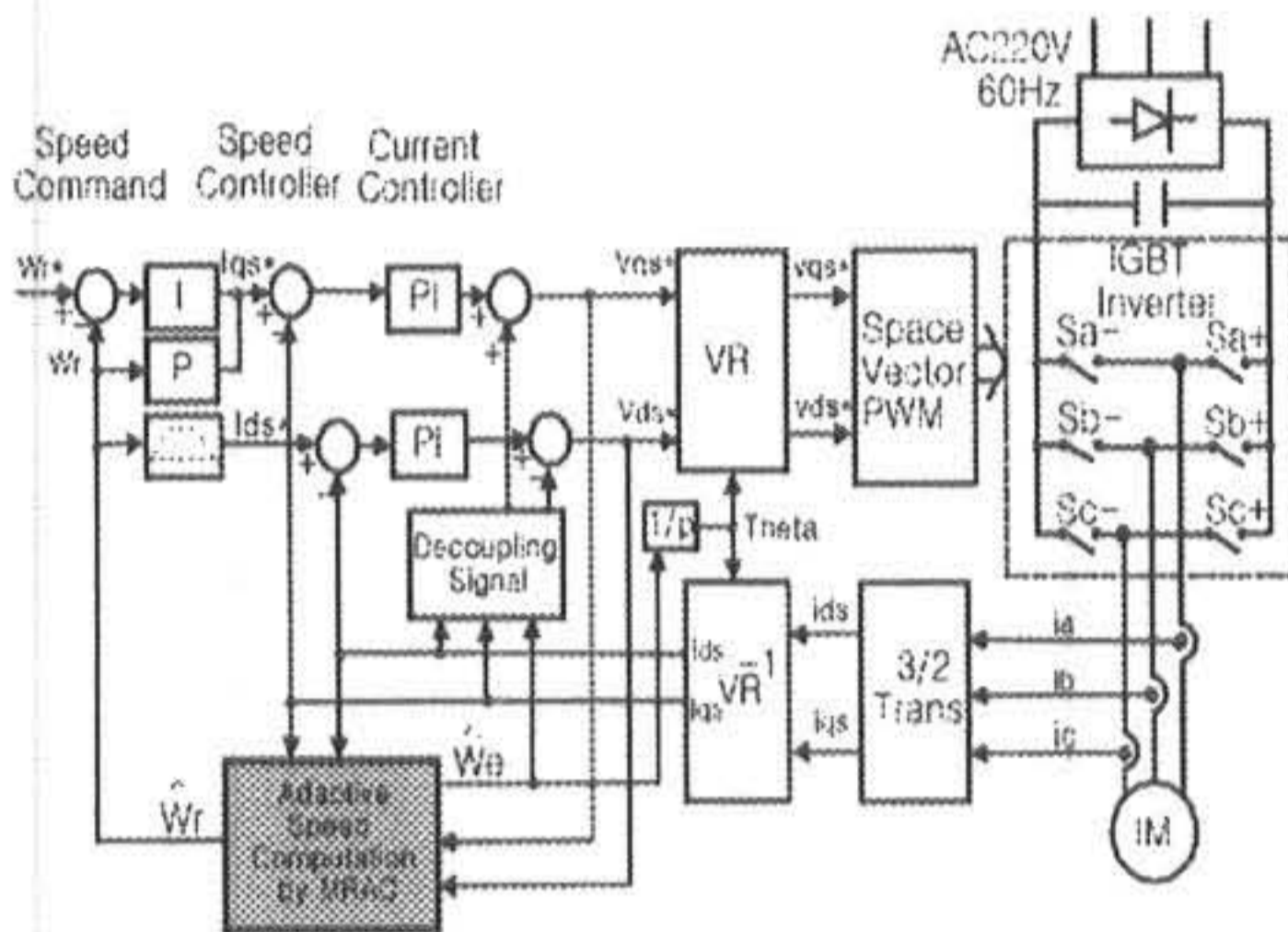


Fig. 5. Schematic diagram of the sensorless vector control system

#### 4. 시스템 시뮬레이션

##### 4.1 시뮬레이션 조건

제시된 제어 알고리즘과 시스템의 응답특성을 조사하기 위하여 시뮬레이션을 실시하였다. 사용한 소프트웨어는 SIMNON PCW2.0을 사용하였으며[23], 시뮬레이션에 적용된 조건들은 다음과 같다. 또한 실험에 적용한 전동기는 2.2Kw 범용 유도전동기이며, 전동기와 제어기 및 연산속도 추정기의 파라미터는 표 1과 같다.

- 속도지령( $\omega_r^*$ )은 과도상태에서 운전특성을 조사하기 위하여 정역 운전지령으로 설정하였으며,
- 회전자 시정수( $T_r$ )의 변화는 정상상태에서

결정된 값의  $\pm 20\%$ 로 가변되는 구형파 형태로 가변 될 때를 가정하였으며,

- 전동기 부하( $T_L$ )는 회전자의 기계적인 회전수에 비례하는 부하( $T_L = K_L \omega_m$ )로 하여  $\pm 30\%$  구형파 형태로 맥동 될 경우로 가정하였으며,
- 인버터와 전류제어기의 지연시간은 기계적인 시정수에 비하여 대단히 적기 때문에 무시하였으며,
- 제어기와 관측기의 파라미터들은 시행오차법에 의하여 결정된 값을 사용하였다.

Table 1. Parameters of applied motor and the speed estimator

Motor rates : 3-phase, 4 pole, 2.2Kw, 220V, 8.2A, 60Hz, 1730 RPM

Motor parameters :  $R_s = 0.7138 [\Omega]$ ,  $R_r = 0.7732 [\Omega]$   
 $L_s = 0.079156 [H]$ ,  $L_r = 0.079156 [H]$   
 $M = 0.07501 [H]$ ,  $\sigma = 0.102$   
 $T_r = 0.1024 [Sec]$ ,  $J = 0.025 [Kgm^2]$   
 $I_{ds}^* = 4.2 [A]$ ,  $B_m = 0.01 [kgm^2/Sec]$   
 $K_L = 0.3 [N-m.sec/rad]$

Speed controller :  $K_{ps} = 0.8$ ,  $\omega_{cs} = 1.5$ ,  $\alpha = 0.6$

Speed sampling time : 500 usec

Current sampling time : 50 usec

Speed Estimator :  $K_1 = 0.8$ ,  $K_2 = 300$ ,  $T_v = T_i = 0.015$ ,

$T_f = 0.015$ ,  $I_{qs}$  limit = 12A

##### 4.2 시뮬레이션 결과

본 연구에서 제시된 알고리즘과 제어시스템에 의하여 시뮬레이션을 실시한 결과는 다음과 같다. 여기서 횡축의 시간 단위는 [sec]이다.

그림 6은 속도지령( $\omega_r^*$ )가 10[rad/sec]로 설정되었을 때, 전동기의 회전자 시정수( $T_r$ )가 일정하고 부하 토크의 동요가 없는 경우의 속도 응답특성이다. (A)는 속도지령에 따라 연산에 의하여 추정된 회전자 각 속도( $\omega_{r\_est}$ )와 실제 운전되고 있는 전동기의 각 속도( $\omega_{r\_act}$ )를 비교한 것이며, (B)는 회전자 시정수( $T_r$ )가 정상상태의 값인 0.1024로 일정한 경우이며, (C)는 부하 토크 계수  $K_L$ 의 값이 일정 할 경우  $T_L$ 의 변화를 보여준다.

그림 7은 속도지령( $\omega_r^*$ )이 10[rad/sec]로 설정되었을 때, 전동기 회전자 시정수( $T_r$ )는 정격의  $\pm 20 [\%]$ 로 급격하게 가변하고, 부하가 크게 동요되고 있는 경우, 각 부분의 동작과 운전

에 따른 응답특성을 조사한 것이다. (A)는 속도 지령에 따라 연산에 의하여 추정된 회전자 각 속도( $\omega_{r\_est}$ )와 실제 운전되고 있는 전동기의 각 속도( $\omega_{r\_act}$ )를 비교한 것이며, (B)는 회전자 시정수( $T_r$ )가 정상상태의 값인 0.1024의  $\pm 20$  [%]와 0.6 Sec 주기로 가변 되고 있는 파형이며, (C)는 0.7sec 주기로 맥동하는 부하와 외란의 형태를 나타낸 것이며, (D)는 d축인 자속성분의 지령전류( $I_{ds}^*$ )와 추정되는 전동기의 자속성분 전류( $I_{ds}$ )의 응답특성이며, (E)는 q축인 토크성분의 지령전류( $I_{qs}^*$ )와 부하변화에 따라 추정되는 전동기 토크 성분에 해당되는 전류( $I_{qs}$ )의 응답상태를 보여준 것이다. (F)는 3상 전동기의 단자전류( $i_a, i_b, i_c$ )의 파형이다. (G)은 추정된 회전자 자속  $\overline{\Phi}_{ro}$ 의 변화상태이며, (H)는 d축 성분의 보상된 회전자 자속  $\Phi_{dr}^a$ , 추정된 자속  $\overline{\Phi}_{dr}$ , q축 성분의 보상된 회전자 자속  $\Phi_{qr}^a$ 와 추정된 자속  $\overline{\Phi}_{qr}$ 의 변화 상태를 나타낸 것이며, (I)는 d와 q축의 비간섭 성분의 변화상태를 나타낸 것이다.

그림 8는 속도지령이 2 [rad/sec]로 설정하였을 때 전동기 회전자 시정수는 정격의  $\pm 20$  [%]로 급격하게 가변하고 부하가 크게 동요 될 경우 각 부분의 동작과 응답특성이다. (A)는 지령에 따라 추정된 각 속도와 전동기의 각속도를 비교한 것이며, (B)는 맥동하는 부하와 외란의 상태를 나타낸 것이며, (C)는 토크성분의 지령전류와 부하변화에 따라 추정되는 전동기 토크 성분 전류변화의 상태를 보여준 것이다.

그림 9은 부하가 동요 없이 일정하게 유지되고 있는 경우 시정수( $T_r$ )의 변화에 따른 응답특성의 영향을 조사하기 위한 것으로, (A)는 지령 각 속도 및 연산 추정된 회전자의 각 속도와 실제 운전되고 있는 전동기의 각 속도를 나타낸 것이며, (B)는 회전자 시정수의 정상상태 값의  $\pm 30$  [%]로 급격하게 가변 하는 변화 상태를 보여주며, (C)는 동요가 없는 일정한 부하 토크( $T_L$ )의 변화상태이다.

그림 10은 회전자의 시정수가 일정하고 부하가 크게 동요 될 때 응답특성의 영향을 조사하기 위한 것으로, (A)는 지령 각 속도 및 연산

추정된 회전자의 각 속도와 실제 운전되고 있는 전동기의 각 속도를 나타낸 것이며, (B)는 회전자 시정수의 정상상태 값으로 일정하게 유지되는 상태이며, (C)는 부하 토크( $T_L$ )의 변화 상태이다.

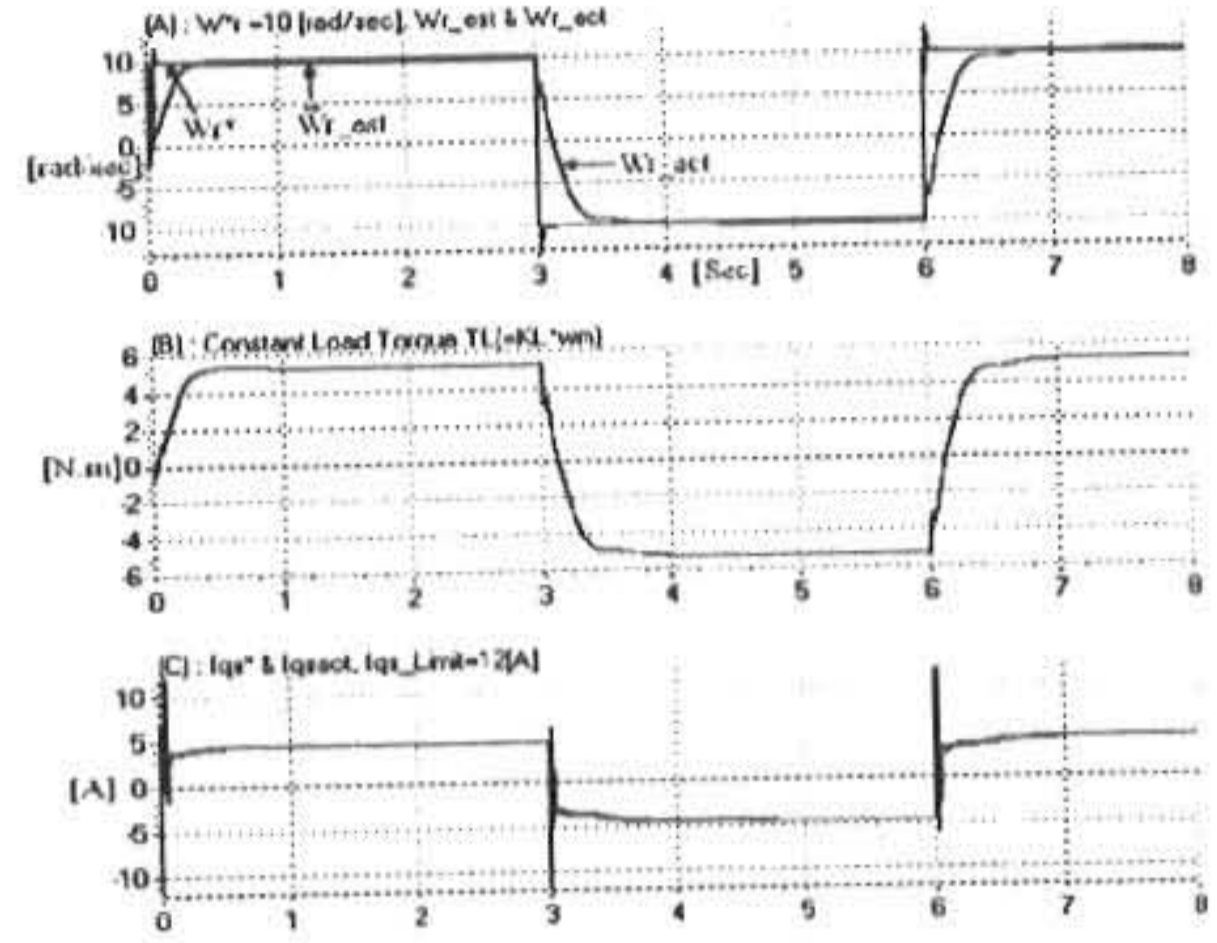
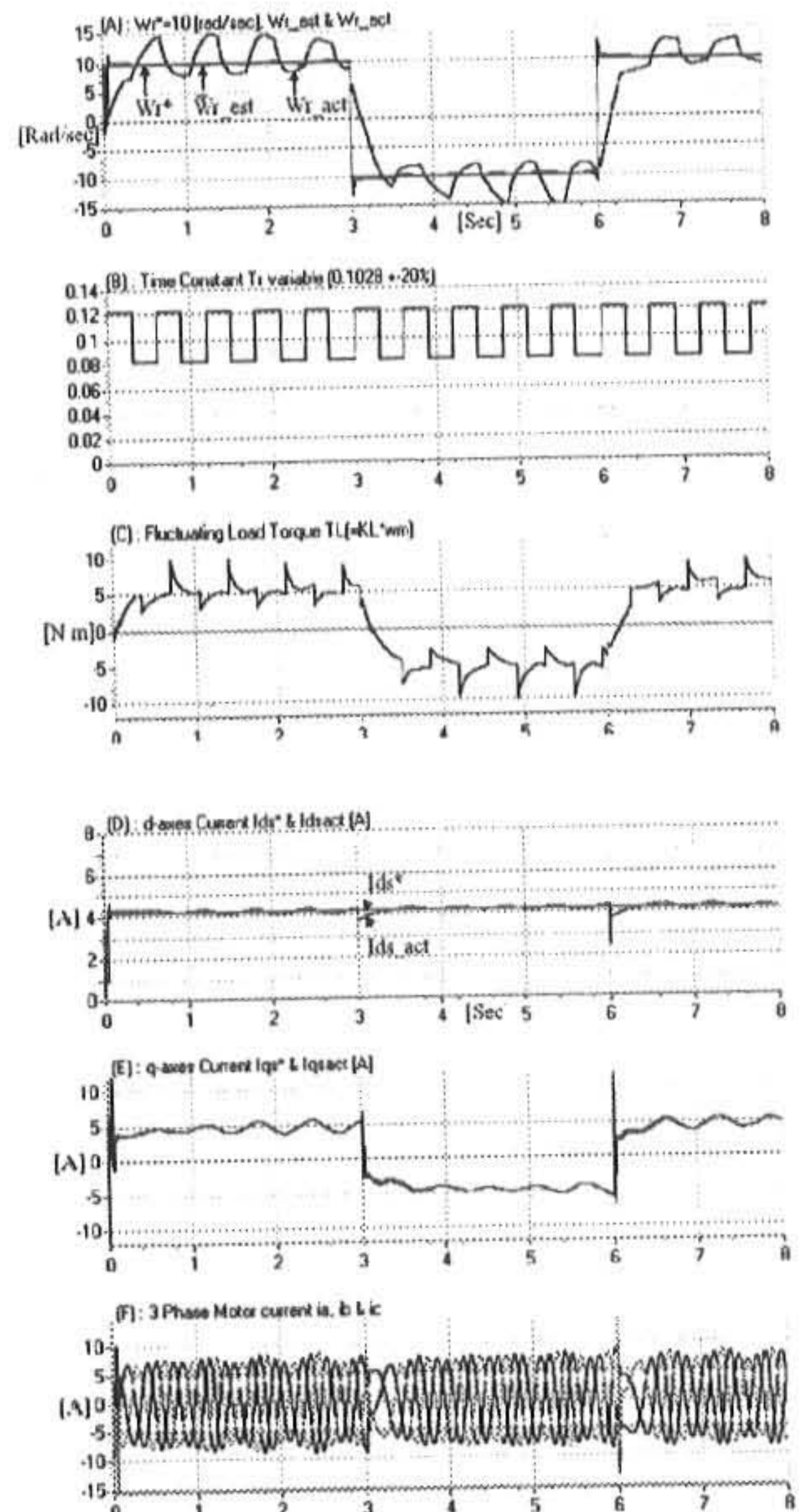


Fig. 6. Response characteristics of the system with Constant  $T_r$  and  $T_L$  at  $\omega_r^* = 10$  [rad/sec].





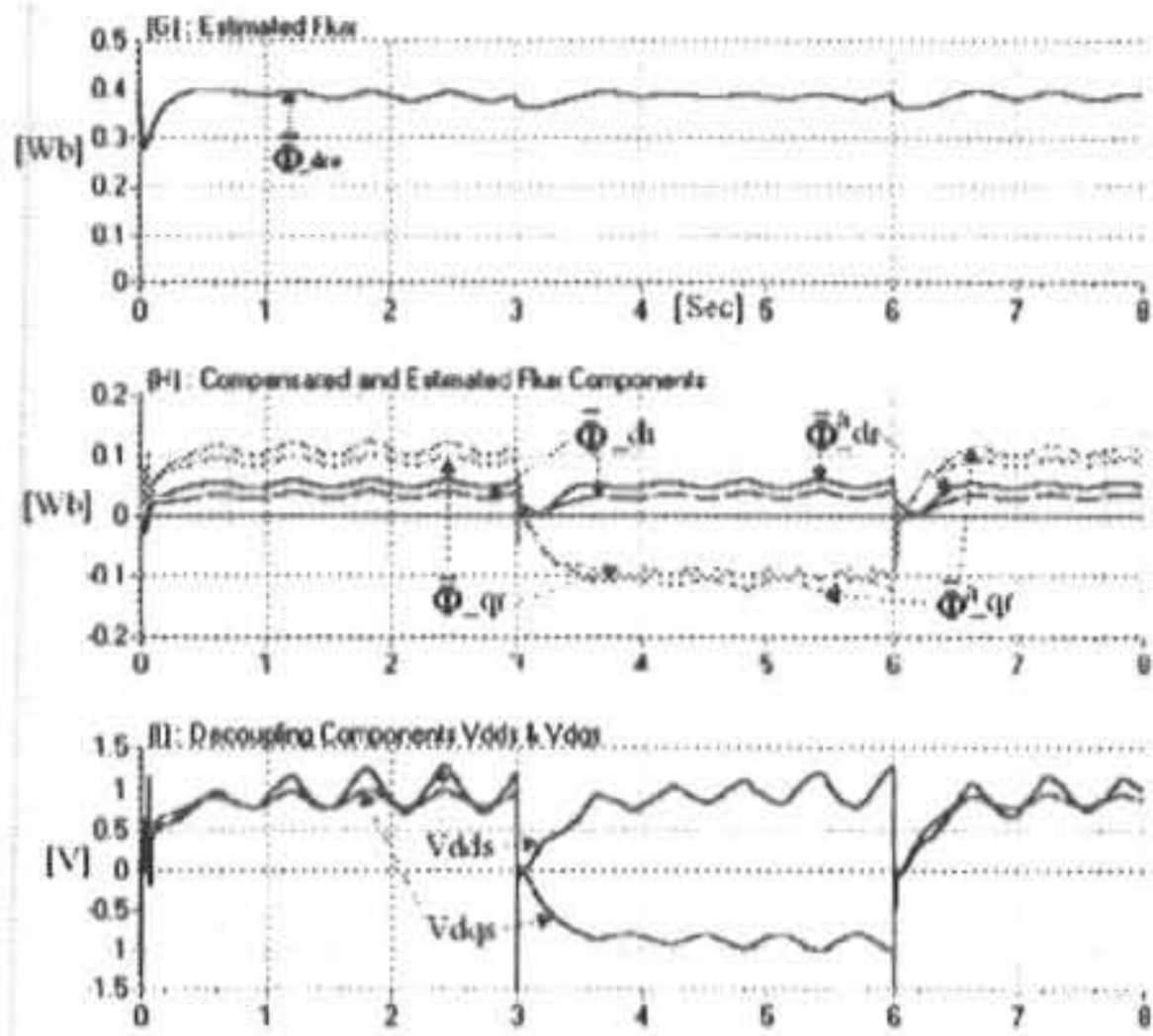


Fig. 7. Response characteristics of the system for designed speed estimator with varying  $T_r$  and fluctuating  $T_L$  at  $\omega_r^* = 10$  [rad/sec].

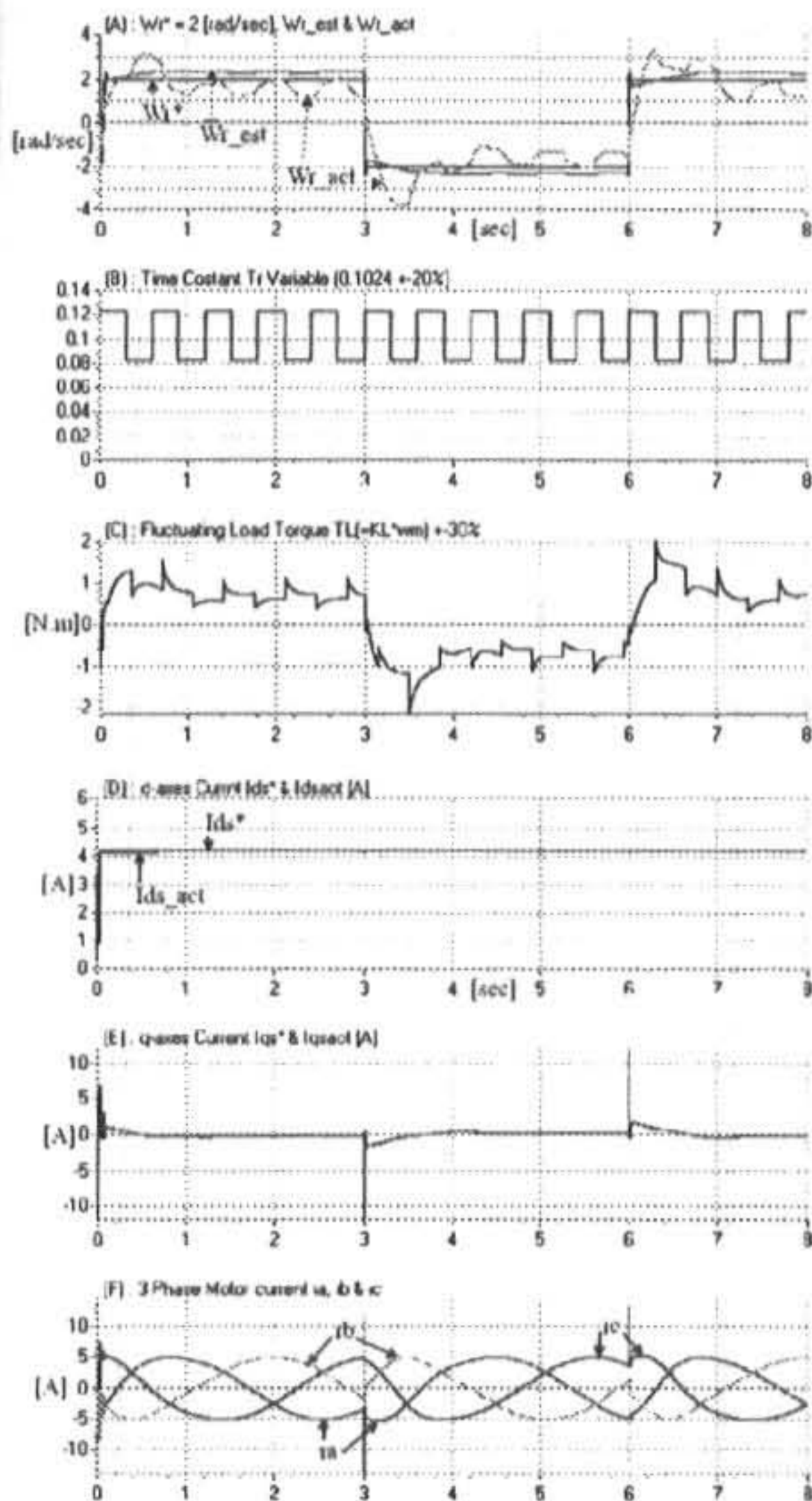


Fig. 8. Response characteristics of the system for designed speed estimator with varying  $T_r$  and  $T_L$  at  $\omega_r^* = 2$  [rad/sec].

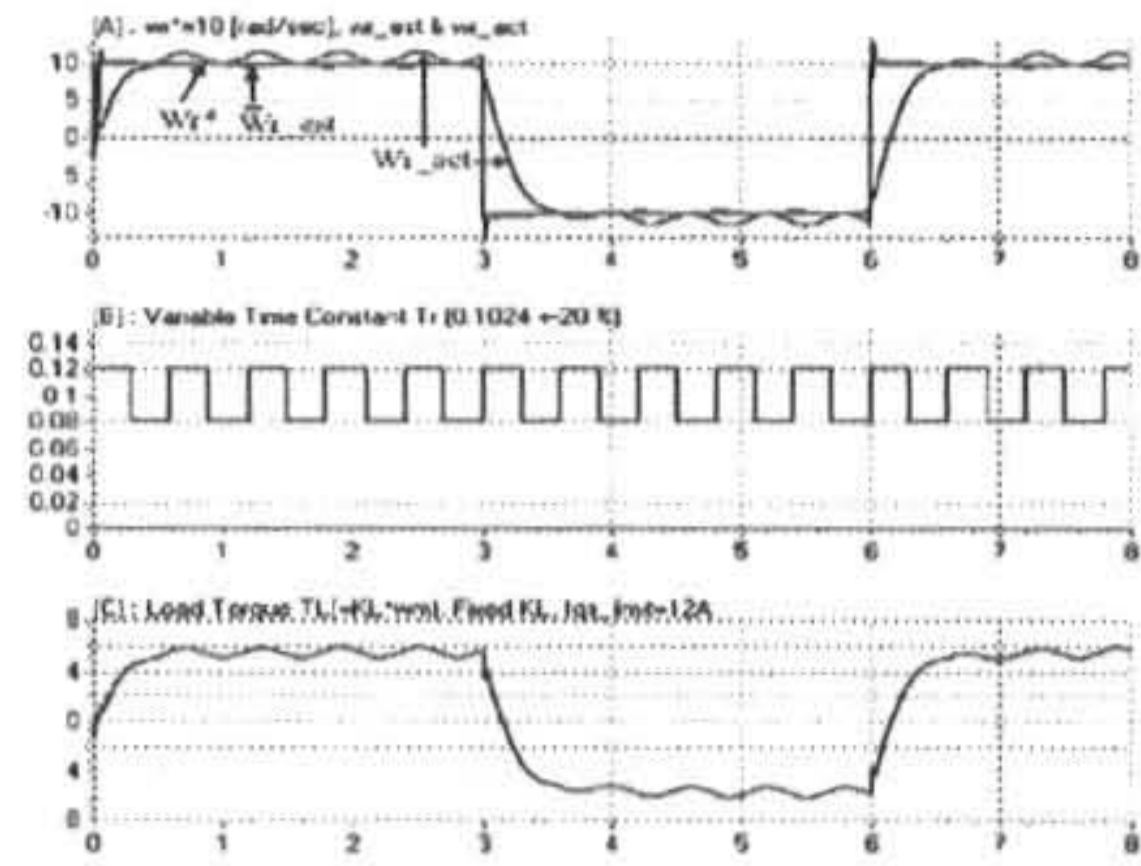


Fig. 9. Response characteristics of the system with varying  $T_r$  and fixed  $T_L$  at  $\omega_r^* = 10$  [rad/sec].

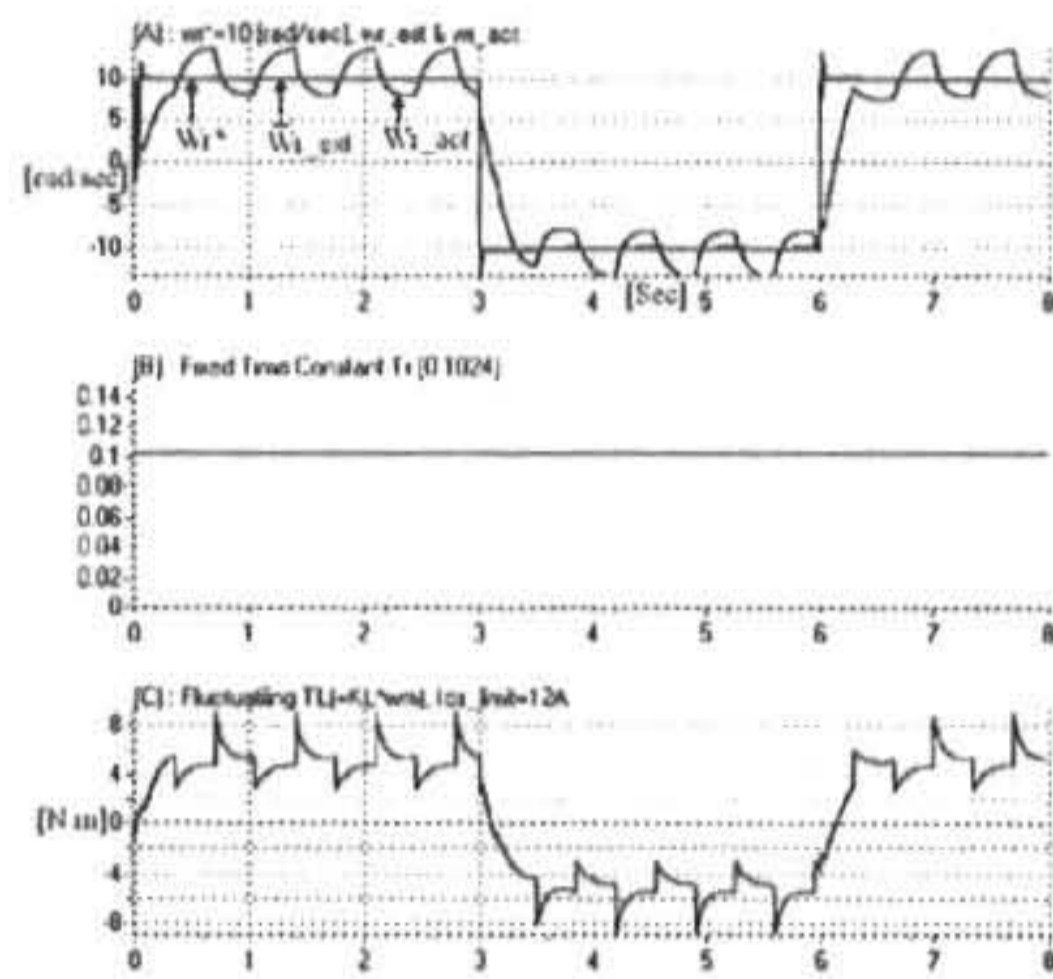


Fig. 10. Response characteristics of the system with constant  $T_r$  and fluctuating load torque  $T_L$  at  $\omega_r^* = 10$  [rad/sec].

### 4.3 제어 알고리즘 검토

과도상태에서 제시된 시스템의 동작과 운전 특성조사는 시뮬레이션을 통하여 확인되었다. 이 결과를 요약하면 다음과 같다.

- 그림 6에서 보는 바와 같이 제시된 알고리즘은 일정한 시정수( $T_r$ )와 부하 토크( $T_L$ )에서는 운전특성이 우수함을 보여주고 있다.
- 그림 7과 8의 (a)에서 추정된 각 속도 ( $\omega_{r\_est}$ )와 전동기의 각 속도( $\omega_{r\_act}$ )는 (b)처럼 회전자 시정수( $T_r$ )의 급격한 변동과 (c)처럼 부하의 맥동에도 불구하고 지령속도 ( $\omega_r^*$ )에 잘 추종되고 있음을 보여주고 있다. 이는 제시된 제어 시스템인 2중

MRAC법에 의한 속도연산추정 알고리즘이 저속영역에서도 우수한 응답특성을 얻을 수 있음을 보여 주고 있다.

- 회전자 각 속도  $\omega_r$ 과 자속의 각 속도  $\omega_c$ 를 피드백하여 회전자 자속의 오차성분  $\Delta\Phi_{dr}$ 와  $\Delta\Phi_{qr}$ 가 영이 되도록 하는 “Dual-adaptation” 방법은 그림 7의 (H)와 (I)에서 보여준 것처럼 과도상태에서 약간의 오차를 가지고서 추정되고 있으나 빠른 시간 내에 정상상태로 돌입되어 오차가 영으로 제어됨을 보여주고 있다. 이는 적용된 시스템의 초기 값과 제어기의 파라미터가 잘 결합되어 안정하게 동작되고 있음을 의미한다.
- 그림 9에서 보여준 결과는 제시된 제어 알고리즘에서는 회전자 시정수  $T_r$ 의 급격한 가변에도 불구하고 전동기의 속도연산 추정기는 큰 영향을 받지 않고 동작하고 있음을 보여주고 있다. 이는 속도추정과 동시에 파라미터 동정도 동시에 이루어지고 있음을 알 수 있다.
- 그림 10의 결과는 부하 또는 외란이 급격하게 가변 되고 동요되더라도 이 시스템은 지령속도에 따라 연산추정속도는 잘 추종되며, 전동기는 안전하게 운전됨을 보여주고 있다. 이를 통하여 제시된 시스템은 속응성과 강인성이 검증되었다.

#### 4.4 구현을 위한 시스템구성

그림 11은 제시된 알고리즘의 구현을 위하여 설계 제작된 시스템을 보여준 것이다. 전력 변환은 IGBT 인버터와 다이내믹 브레이크에 의하여 유도전동기를 제어한다. 제시된 알고리즘을 수행하기 위해서는 고속연산과 주변장치들을 빠르게 구동하여야 하므로 16비트 부동소수점 계산이 용이한 TI320C31 DSP Processor Board와 FPGA에 의하여 SVPWM 파형을 발생하여 IGBT 인버터를 구동하는 DSP/ASIC Controller를 설계 제작하여 PC에서 제어되도록 시스템을 구현하였다. MRAC 속도추정기는 매 10 usec 마다 연산 추정되며, 회전자 자속의 계산과 전류제어기는 50 usec로, 속도와 자속제어는 200 usec 마다 수행 되도록

설계되었다. DSP의 속도와 일반 전동기의 벡터 제어 운전조건을 고려하여 볼 때 제시된 알고리즘과 제어시스템은 빠른 연산의 요구로 구현에 있어 어려움이 따른다. 이에 대한 응답특성 결과는 추후에 발표 될 것이다.

#### 5. 결론

저속영역에서 전동기의 파라미터와 부하변동 및 맥동에 속응성과 강인성제어를 이룰 수 있는 속도검출기가 없는 유도전동기 제어시스템이 제시되었다. 속도 추정에 적용되는 입력은 저속 운전시 전동기 단자에서 전압의 맥동에 따른 영향을 줄이기 위하여 전류제어기에서 출력된 전압지령 값과 전동기 단자에서 측정된 전류를 사용하여 전압전류 상태방정식에서 얻어진 수식에서 계산된 자속을 사용한 회전자 속도 적응시스템과 순수한 적분과 옵셋트의 영향을 줄이기 위하여 약간의 시간지연을 갖는 보상된 회전자 자속 각 속도 적응시스템을 이용한 2중 모델기준적응 속도추정 제어시스템이다. 제시된 시스템은 속도추정에는 병렬형 모델 기준 적응제어 기법과 SVPWM을 적용하였으며 전압형 인버터에 의한 간접벡터제어 시스템으로 구성하였다. 이 알고리즘과 시스템의 과도 응답 특성을 조사하기 위하여 SIMNON PCM 소프트웨어를 사용하여 시뮬레이션을 실시하였다. 이 결과 속도연산 추정기와 벡터제어기에 파라미터 변화에 따른 보상책과 별도의 회전자 저항 동정법을 적용하지 않은 상태에서 파라미터 값을 조정하지 않고 일정한 초기 값만으로 급변하는 회전자 시정수와 부하변동 및 맥동이 있는 저속영역에서 우수한 특성이 얻어짐과 동시에 강인성 제어도 이루어짐을 보여주었다. 또한 구현을 위한 TI320C31 DSP/ASIC 제어기를 사용한 설계 제작된 제어 시스템도 제시되었다. 제시된 시스템의 알고리즘과 제어시스템을 최적화하고 안정성에 대한 충분한 검토가 이루어지면 유도전동기를 이용한 정밀 전동기 제어가 요구되는 산업용 분야에서 다양한 적용이 기대 된다.

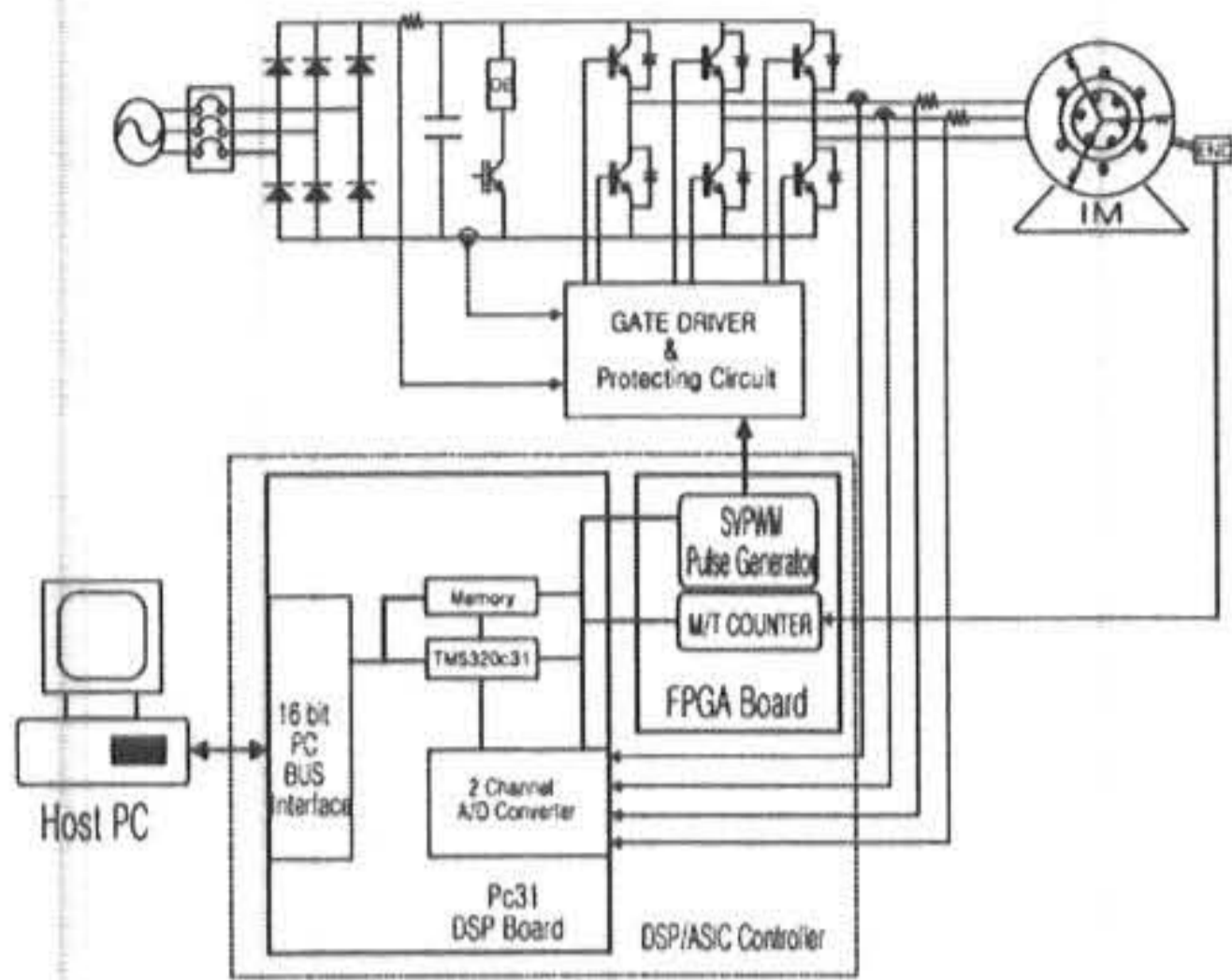


Fig. 11. Designed the System for a Implementation

이 논문은 1997년 한국학술진흥재단의 자유공모과제 연구비에 의하여 이루어진 연구결과의 일 부분임.  
(과제번호 1997-004-E00105)

참고문헌

[1] Colin Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational", IEEE Trans. on IA, Vol.28, No.5, 1992, pp.1054-1062.

[2] Min-Huei Kim and James C. Hung, "Vector Control system for Induction motor without Speed Sensor at very Low Speed", IECON'95, 1995, pp. 524-529.

[3] Joachim Holtz, "Speed Estimation and Sensorless Control of AC Drives", IEEE-IA Conference, 1993, pp.649-654.

[4] Young-Real Kim, Seung-Ki Sul and Min-Ho Park, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter", IEEE Trans. on IA, Vol.30, No.5, 1994, pp. 1225-1233.

[5] Fang-Zheng Peng and Tadashi Fukao, "Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor", IEEE Trans. on IA, Vol. 30, No.5, 1994, pp.1234-1240.

[6] T. Ohtani, N. Takada and K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder", IEEE Trans. on IA, Vol.28, No.1,

1992, pp.157-164.

[7] Joachim Holtz, "State of Art of Controlled AC Drives without Speed Sensor", IECON'95, pp. 1-6, 1995.

[8] Lazhar Ben-Barhim and Atsuo Kawamura, "A Fully Digitized Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive Using Only Current Sensors", IEEE Trans. on IE, Vol.39, No. 3, 1992, pp.241-249.

[9] Jennifer Stephan, Marc Bodson and John Chiasson, "Real-Time Estimation of Parameters and Fluxes of Induction Motors", IEEE Trans. on IA, Vol.30, No.3, 1994, pp.746-759.

[10] Kaushik Raiashekara, Atsuo Kawamura, Kouki Matsuse, "Sensorless Control of AC Motor Drives", IEEE Press, pp.1-248, 1996

[11] Jinsheng Jiang and Joachim Holtz, "High Dynamic Speed Sensorless AC Drive with ON-Line Model Parameter Tuning for Steady-State Accuracy" IEEE-Trans. IE, Vol.44, N0.2, pp.240-246, April, 1997

[12] Patrick L.Jansen and Robert D. Lorenz, "Transducerless Field Orientation Concepts Employing Saturation-Induced Saliencies in Induction Machines", IEEE Trans.IA, Vol.32, No.6, Nov. 1996, pp.1380-1393.

[13] Lennart Harnefors, Hans-peter Nee, "Adaptive Sensorless Control of Induction Motors for Improved Low-Speed Performance", IECON'96, pp.278-285, 1996.

[14] Hisao Kubota, Kouki Matsuse, "The Improvement of Performance at Low Speed by Offset Compensation of Stator Voltage in Sensorless Vector Controlled Induction Machines", IECON'96, pp.257-261, 1996.

[15] Min-Huei Kim, "Advanced High Frequency AC Propulsion System for Next Generation Electric Hybrid Vehicle", IKIPE, Vol.2, No.1, pp.12-25, 1997

[16] Min-Huei Kim, Bimal K. Bose, M.David Kankam, "High Frequency AC vs. DC Distribution System for next Generation Hybrid Electric Vehicle", IECON'96, pp.706-712, 1996.

[17] Bimal K. Bose, "Power Electronics and Variable Frequency Drives", IEEE Press, 1996, pp. 454-478.

- [18] Joohn-Sheok Kim, Seung-Ki Sul "A Novel Voltage Modulation Technique of the Space Vector PWM", IPEC-Yokohama, 1995
- [19] Ion Boldea and S.A. Nasar, "Electric Drives", CRC press, 1999
- [20] Kouhei Ohnishi, Nobuyuki Matsui and Yoichi Hori, "Estimation, Identification, and Sensorless Control in Motion Control System", Proceedings of IEEE, Vol.82, No.8, August 1994, pp.1253-1265.
- [21] Peter Vas, "Vector Control of AC Machines, Oxford Science Publications", pp.129-134, 1993
- [22] I.D.Landau, "A Survey of Model Reference Adaptive Techniques Theory and Applications, Automatica, Vol.10, 1974, pp.353-379.
- [23] SSPA Maritime Consulting AB, "SIMNON for Windows Version 2.0", May, 1995

---

(1999년 7월16일 접수, 1999년 10월5일 채택)