

# 고속 엘리베이터에서 3상 유도전동기의 강건한 구동을 위한 DTIF 제어기의 구현

(Implementation of a DTIF Controller for Robust Drive  
of a 3Phase Induction Motor in High-Speed Elevator)

金東鎭\* · 姜昌秀\*\* · 韓完沃\*\*\*

(Dong-Jin Kim · Chang-Soo Kang · Wan-Ok Han)

## 요 약

고속 엘리베이터는 높은 안정성과 제어성이 필요하므로 기동, 정지시에 영 속도를 포함한 정밀 구동이 필요하다.

유도전동기의 정밀 구동을 위하여 사용되어온 벡터 제어 기법은 슬립 주파수 제어에 의한 간접 벡터 제어와 제자편향에 의한 직접 벡터 제어의 두가지 종류로 분류할 수 있으며, 직접벡터 제어의 경우 전동기 제어 변수의 변화에 강건한 반면에 간접 벡터 제어의 경우 비교적 넓은 속도 구간에서 제어가 가능하다는 장점을 가지고 있다.

본 논문에서 토크는 직접 벡터 기법으로 제어하고, 자속은 간접 벡터 기법으로 제어함으로써 유도전동기의 과도상태 동작과 시동시 영 속도 부근 및 저속 영역에서의 동작이 보다 강건하도록 개선된 직접토크-간접자속(DTIF, Direct Torque Indirect Flux)제어기를 제시하였다.

3상 유도전동기의 구동을 위하여 제안된 시스템의 수행 결과는 시뮬레이션과 실험을 통하여 입증하였으며, 영 속도부근과 저속에서 고속으로의 변환과정은 속도 응답에 대한 상전압, 상전류 그리고 DC 링크 전류를 비교 측정하여 안정하고 강건한 속도변화가 이루어짐을 확인 할 수 있었다.

## Abstract

High speed elevator requires precise drive included in zero speed at start/stop drive for the high stability and controllability. The vector control techniques, which have been used for the precise operation of induction motor, can be divided into two classes; The indirect vector control by slip frequency and the direct vector control by field orientation. The existing direct vector control technique has a robustness against the change of motor parameter and the existing indirect vector control technique has a strength of control ability in the wide speed range comparatively. This study presents the DTIF(Direct Torque Indirect Flux)controller which has robust movement in the

\*正會員：柳韓專門大學 電子科 教授  
\*\*正會員：柳韓專門大學 電子科 助教授

\*\*\*正會員：柳韓專門大學 電子科 講師  
接受日字：1995年 3月 11日

transition state and in about zero and low speed using the control technique in which torque is controlled by the direct vector technique and flux is controlled by indirect vector technique.

The proposed system is verified by simulation and experiment for driving 3 phase induction motor. The process of transition which is from about zero speed and low speed to high speed is compared and measured to specification of phase voltage, phase current and DC link current. It is verified that DTIF controller show robust and stable speed variation.

### 1. 서 론

현대의 산업 전자 응용분야에서 자동화, 에너지 절약화를 수행하기 위하여 각종 변환장치가 중요한 역할을 하고 있으며, 최근 전력전자(Power Electronics)의 발달에 따라 각종 인버터 시스템도 괄목할 만한 발전을 이루고 있다. 특히, 인버터 시스템으로 고속 엘리베이터의 유도 전동기를 제어함으로써 전원 용량의 저감과 제어성 및 신뢰성의 향상을 얻을 수 있으며, 고속 엘리베이터의 기동, 정지시에 영 속도를 포함하는 정밀 구동을 함으로써 안정되고, 높은 제어성과 우수한 승차감을 얻을 수 있다.

PWM 인버터 유도전동기의 구동을 위해 진보된 제어 기법은 벡터 제어 기법을 기반으로 이루어지고 있으며, 직류 전동기를 구동하는 것처럼 고성능으로 동작하여 안정된 수행을 하기 위해서 벡터 제어가 일반화되고 있다.<sup>1~4), 6)</sup>

기존에 사용해 온 두가지 벡터 제어 기법은 슬립 주파수 제어에 의한 간접 벡터 제어와 계자의 편향에 따른 직접 벡터 제어로 나눌 수 있으며, 일반적으로 제어변수의 편차에 대한 적용면에서는 간접 벡터 제어보다 직접 벡터 제어가 좀더 유리하기 때문에 간접형에 직접형을 일부 포함시킨 설계 방법을 적용하면, 직접 벡터 제어 시스템 만큼 강건성이 있는 읍저버를 가진 새로운 간접벡터 제어 시스템을 실현할 수 있다.

또한, 현재까지 유도전동기를 고속에서 속도변환시킬 때, 빠르고 안정된 속도응답을 얻는 제어 방법에 대해서 많은 연구가 이루어져 왔지만, 최근에 들어서는 영 속도부근과 저속 그리고 시동시의 안정한 동작에 대한 연구가 진행되고 있는 추세이다.

따라서, 본 논문에서는 자속과 토크가 각각 전

류 벡터 요소의 동작에 의해서 제어되는 일반적인 간접 벡터 제어 시스템과는 달리 속도를 제한 받아 직접적으로 토크를 제어하고, 반면에 자속은 지령에 의한 고정자 전류 조절에 의해 간접적으로 제어함으로써 시동시와 영 속도 부근에서 강건한 동작을 보장할 수 있도록 수정된 제어 기법을 제안한다.

마이크로프로세서를 이용한 DTIF 제어기와 MRA(Model Reference Adaptive)PWM 패턴 발생기 그리고 IGBT 인버터로 구성된 시스템을 구현하고, 제시한 제어 알고리즘의 타당성은 시뮬레이션과 실험 결과를 통해서 영 속도 부근과 저속 그리고 과도상태에서 강건함을 입증하고자 하며, 유도전동기가 영 속도 부근 및 저속에서 고속으로의 변환 과정과 과도 상태에서의 변환과정은 속도의 변화에 따른 상전압, 상전류, 그리고 DC 링크 전류를 비교 측정하여 속도 추종성과 안정성이 개선됨을 입증하고자 한다.

### 2. 유도전동기의 벡터 제어

고정자 권선의 d-q 좌표상에서 유도전동기의 상태 방정식을 구하기 위하여 좌표축이 동기속도  $\omega_s$ 로 회전하면, 고정자 전압은 다음 식 (2.1)과 같이 표시할 수 있다.<sup>3~4), 7~9)</sup>

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\phi}{dt} + \omega_s \times \phi_s \tag{2.1}$$

위 식 (2.1)을 d-q 전압 성분으로 나타내고, 고정자 전류와 함께 전기적 동특성 행렬을 만들면, 다음 식 (2.2)와 같이 표시할 수 있다.<sup>7~9)</sup>

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_s \tag{2.2}$$

$$A_{11} = \{ -(R_s + R_m L_m^2 / L_s^2) / \sigma L_s \} \cdot I$$

$$A_{12} = (R_m L_m / \sigma L_s L_r) \cdot I - \omega_m L_m / \sigma L_s L_r \cdot j$$

$$A_{21} = (L_m R_r / L_r) \cdot I$$

$$A_{zz} = -(R_r/L_r) \cdot I + w_m \cdot J$$

$$B_1 = (1/\sigma L_r) \cdot I, \sigma = 1 - L_m^2/L_s L_r$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$i_s = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}, v_s = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}, \psi = \begin{bmatrix} \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix}$$

여기서,  $R_s, R_r$ 는 고정자와 회전자 저항  
 $L_s, L_r$ 는 고정자와 회전자의 인덕턴스  
 $L_m$ 은 고정자/회전자 상호 인덕턴스  
 $w_m$ 은 전기적 회전자 각속도  
 $v_{ds}, v_{qs}$ 는 d축, q축 고정자 전압  
 $i_{ds}, i_{qs}$ 는 d축, q축 고정자 전압  
 $\psi_{ds}, \psi_{qs}$ 는 d축, q축 회전자 자속

이 방정식은 바로 슬립 주파수 제어 기법을 보여 주며, 슬립 주파수 제어 기법을 사용한 간접 벡터 제어 기법에 있어서, 회전 자속은 유도전동기의 모델을 사용한 위상과 진폭의 형태를 대략적으로 산정할 수 있다는 것을 보여준다.

직접 벡터 제어의 경우에는 유도전동기 모델이나 고정자 측의 옴저버에 의해서 유도전동기의 회전 자속과 고정자 전류가 산출되며, 회전자 측의 전류 지령은 산출된 자속과 비교하여 고정자 부분으로 전달된다.

반면에 간접 벡터 제어는 전류 지령을 이용하여 슬립 주파수 제어 법칙에 의한 슬립 주파수를 연산하고, 그 결과에 따라서 제어 전류를 연산한다. 이때 슬립 주파수 제어 법칙은 극좌표상에서 유도전동기 모델에 의해서 자속이 산출되므로 간접 벡터 제어기는 자속 산정부와 제어 전류 지령부로 나눌 수 있으며, 제어 전류 지령은 회전 자속의 정보를 이용하여 회전자측에서 연산되어 고정자 측으로 전달 된다.

만일, 간접 벡터 제어 시스템이 기존의 직접 벡터 제어 시스템처럼 위상과 진폭에 대한 자속 평가를 위한 옴저버를 사용한다면, 간접 벡터 제어 시스템은 기존의 직접 벡터 제어 시스템처럼 강건하다.

### 3. 직접토크-간접자속(DTIF) 제어

본 논문에서는 전류를 직접 퀘환 받아 토크를

연산하는 한편, 자속 옴저버를 이용하여 자속과 토크를 제어할 수 있는 DTIF제어 방식을 제안하여 간접 벡터 제어를 개선하고, 이를 구현하기 위한 알고리즘을 제시한다.

직접 벡터제어를 이용하여 유도전동기를 제어할 때 제어 변수의 변화에 대한 강건한 제어가 가능하지만 구현의 복잡성과 저속에서 회전 자속의 추정이 용이하지 않기 때문에 제어가 어렵고, 고속에서 동작할 경우에는 제어 변수의 변동폭이 커지게 되어 토크 및 제어 리플이 크다는 단점을 갖는다. 이러한 단점을 제거하기 위해서 종단 필터를 이용할 경우, 위상 지연이 발생하므로 정확한 주파수를 얻어내는데 어려움이 따른다.

그리고, 간접 벡터 제어에 있어서는 직접 벡터 제어 방식과는 달리 저속과 고속을 포함한 전구간에서 용이한 속도제어가 가능하다는 장점을 갖는 반면에 제어 변수의 오차가 큰 경우 제어가 어렵다는 단점을 가지고 있다.<sup>3-9)</sup>

DTIF제어는 직접 벡터 제어의 중요한 제어 변수인 전류를 퀘환받아 토크를 연산한다는 특징을 이용하여 제어 변수의 변화에 강건하도록 하고, 자고 옴저버를 이용하여 간접적으로 자속의 상태와 크기를 관측하여 저속에서의 회전 자속을 측정함으로써 안정한 제어를 할 수 있으며, 직접 벡터에서 발생하는 단점인 제어 리플은 간접 벡터 제어를 이용하여 감소시킬 수 있으므로 종단의 필터를 제거할 수 있다.

그림 3.1은 DTIF제어 알고리즘을 나타낸 것으로 기준속도 명령이 주어지면 퀘환속도와의 오차를 연산함으로써 속도에 대한 제어가 이루어지

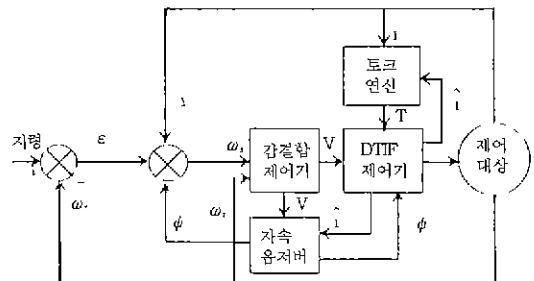


그림 3.1 DTIF 제어기의 제어 알고리즘  
 Fig. 3.1 Control algorithm of DTIF controller

며, 감결합 제어기에서 자속 옵저버의 주요한 제어 변수인 전압값을 연산하여 그값을 자속 옵저버로 출력한다.

그리고, 연산된 자속은 DTIF제어기로 출력하고 동시에 궤환되는 전류를 이용하여 토크를 연산하는 토크 연산부로 출력한다. 이렇게 연산된 토크를 자속과 같이 DTIF제어기로 입력하여 실질적으로 차기에 제어할 전류와 토크를 연산한다.

궤환전류와 연산된 전압을 이용하여 자속을 d-q좌표계에서 표현하면, 다음 식 (3.1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\phi_s = \phi_{ds} + j\phi_{qs} \quad (3.1)$$

여기서,  $\phi_{ds} = \int v_{ds} - R_s i_{ds}$

$$\phi_{qs} = \int v_{qs} - R_s i_{qs}$$

이때의 전압은 간접적인 연산에 의하여 얻어진 값을 표시한다. 그리고 d-q좌표계의 자속의 크기는 다음 식 (3.2)과 같이 나타낸다.

$$|\phi| = \sqrt{\phi_{ds}^2 + \phi_{qs}^2} \quad (3.2)$$

자속과 전류의 관계를 이용하여 식 (3.5), 식 (3.6)과 같은 고정자와 슬립의 예측속도  $\omega_s, \omega_{sl}$ 를 얻을 수 있으며, 여기서, 슬립 각속도  $w_{sl}$ 은 일반항  $w_d$ 과 슬립  $w_{sl}$  자체간의 오차 요소로 분해될 수 있고, 과도 상태에서  $w_{sl}$ 은 전동기 속도의 동작을 빠르게 하는 일반항  $w_d$ 과 같다.

$$w_{sl} = w_s - w_r \quad (3.3)$$

$$w_{sl} = \frac{Lm}{\phi_r} \left( \frac{R_r}{L_r} \right) i_{qs} \quad (3.4)$$

$$w_{sl} = w_{sl} + R_s \int (w_{sl} - w_{sl}) dt \quad (3.5)$$

$$\therefore w_s = w_{sl} + w_r \quad (3.6)$$

여기서,  $K_s$ 는 비례상수이며, 식 (3.4)로부터 차기 속도에 대한 연산은 자속과 전류에 의하여 얻어짐을 알 수 있다.

그리고, 식 (3.5)에서 얻어진 예측속도  $\omega_s$ 와 궤환속도  $w_r$ 의 차를 이용하여 식 (3.7), (3.8)과 같이 d-q좌표계에서의 전압을 얻을 수 있다.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} + [w_s - K_s \int (w_s - w_r) dt] \phi_{qs} \quad (3.7)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + [w_s + K_s \int (w_s - w_r) dt] \phi_{ds} \quad (3.8)$$

식 (3.7), (3.8)의 d-q좌표계 전압에 대한 고정자 전압을 구하면 다음 식 (3.9)와 같다.

$$v_s = \sqrt{v_{ds}^2 + v_{qs}^2} \quad (3.9)$$

그리고, 앞에서의 식 (3.7)과 (3.8)에서의 전압을 얻기 위해서는 자속에 대한 연산이 필요하고, 이때 자속 옵저버를 이용함으로써 직접 벡터 제어 방식의 제어 변수 가변에 따른 문제점이나, 혹은 저속 구간에서의 자속의 감도가 떨어지는 단점을 해결할 수 있다.

#### 4. 패턴 발생 및 시스템 구성

그림 4.1에는 3상 유도전동기의 원활하고 강건한 속도 제어를 위한 전반적인 제어 시스템의 구성을 나타낸다. 본 절에서는 유도전동기를 구동하기 위한 MRA(Model Reference Adaptive) PWM 패턴 발생 기법과 VSI에 의해 구동되는 유도전동기의 제어 시스템에 대한 전체 하드웨어 구성을 설명한다.

본 논문에서 제시한 전체 하드웨어의 구성은 직접토크-간접자속 제어 알고리즘을 실행하기 위하여 개선된 간접 벡터 제어기, 메모리에 저장된 LOOK-UP 테이블 방식으로 가변 전압 가변 주파수(VVVF)를 실현하기 위한 MRA-PWM 패턴 발생기, 빠른 스위칭 속도로 유도전동기를 구동하기 위해 IGBT를 사용한 전압원 인버터(VSI), 그리고 제어 대상인 3상 유도전동기와 부하용 전동기로 크게 나누어 진다.

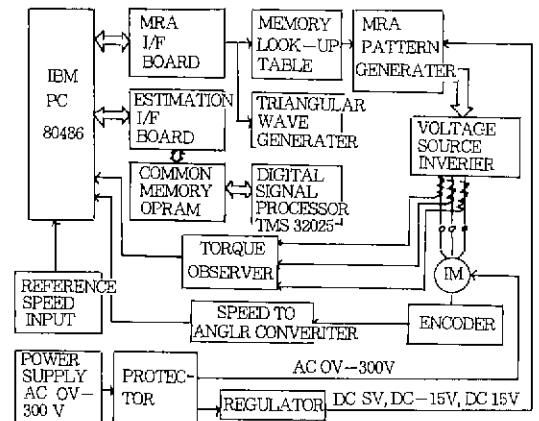


그림 4.1 전체 시스템 구성도  
Fig 4.1 Configuration of whole system

본 논문에서 설계한 주 제어기와 연산용 마이크로프로세서는 각각 IBM-PC-486과 16bit DSP TMS 320C25를 이용함으로써 복잡하고, 가변되는 입력 데이터의 제어 알고리즘을 간단하고, 수정하기 편리한 방법으로 수행할 수 있었으며, 또한 수치적인 연산에 근거함으로써 정확한 제어가 가능하였다.

#### 4.1 MRA PWM 패턴 발생 기법

일반적으로 스위칭 패턴의 주파수를 가변시키거나 또는 지터링(jittering)방지를 위하여 사용되는 MRA PWM 기법은 입력되는 기준파의 기울기에 따라 출력 패턴이 변조되므로 캐리어비와 변조도를 가변하지 않고도 기준파의 주파수만을 변경함으로써 유도전동기를 제어할 수 있는 장점을 갖는다. 또한, MRA PWM기법은 출력 신호를 감지하기 위한 부하모델을 설정하고, 출력 신호와 입력 신호 사이의 차를 이용하여 스위칭 할 수 있도록 하는 특징을 가지고 있다. 즉, 기준파  $V_R$ 과 반송차  $V_m$ 을 합성하고, 이 합성된 신호( $V_R + \Delta V_m$ )와 부하모델을 통하여 재환되는 신호  $V_F$ 의 차를 비교하여 스위칭 패턴을 얻어낸다.<sup>3~4)</sup>

그림 4.2는 MRA PWM기법의 블록도를 표현한다.

MRA PWM 제어기는 입력되는 기준파와 별도로 발생된 삼각 캐리어파의 합성된파( $V_R + \Delta V_m$ )를 만들고, 부하모델인 적분기를 통하여 얻어지는 재환전압  $V_F$ 와 파형의 크기를 비교하여 ( $V_R$

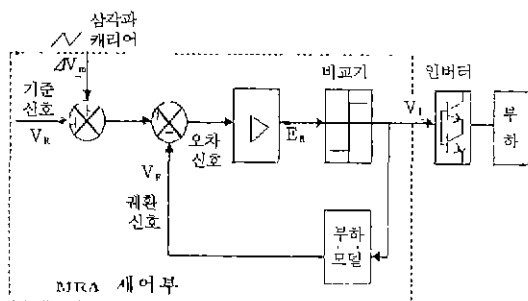


그림 4.2 MRA PWM 기법의 블록도  
Fig. 4.2 Block diagram of MRA PWM technique

$+ \Delta V_m$ )이  $V_F$ 보다 클 경우에는 양의 값으로, 그 반대의 경우에는 음의 값으로 스위칭하게 되어 결과적으로  $V_F$ 의 값을 얻을 수 있다. 따라서 제어기는 히스테리시스 밴드가  $V_m$ 인 히스테리시스 제어기와 똑같이 동작한다는 것을 알 수 있다.

특히, 제어기는 히스테리시스 제어기가 부하의 동작조건 및 파라미터의 변화에 따라 스위칭 주파수가 변하는 문제를 갖고 있는 것과는 다르게 스위칭 주파수가  $V_m$ 의 주파수로 고정된다는 장점을 갖는다.

그림 4.2에서 부하모델을 순수 인덕턴스라면, 다음 식(4.1)과 같은 관계가 성립된다.

$$i_L = \frac{1}{L} \int V dt \quad (4.1)$$

이 적분 함수는 연산 증폭기와 RC 회로를 사용하여 쉽게 만들 수 있다. 기준 부하모델로 부터 재환되는 신호  $V_F$ 는 다음과 같다.

$$V_F = \frac{1}{RC} \int V dt \quad (4.2)$$

이때 발생하는 PWM 출력파형은 그림 4.3과 같이 일정  $V/f$ 특성과 일정 전압 특성을 나타낸다. 그림 4.2에서 부하모델은 순수한 인덕턴스만으로 선정되었기 때문에, 이 부하모델로 부터 재환되는 신호  $V_F$ 는 다음과 같이 기본성분의 크기를 나타낼 수 있다.

$$V_{F1} = \frac{V_m}{2\pi f_R L} \quad (4.3)$$

여기서,  $V_{F1}$ 과  $V_{F0}$ 은  $V_F$ 와  $V_F$ 의 기본성분의 크기를 나타내고,  $f_R$ 은 기준파의 주파수이고,  $L$ 은 부하모델로 가정된 인덕턴스이다.

또한, 재환신호와 기준신호의 교점은  $V_{F1} = V_R$ 이므로 식 (4.3)은 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{V_m}{f_R} = (2\pi L) V_R \quad (4.4)$$

식 (4.4)에서,  $V_R$ 의 크기를 일정하게 유지하고, 주파수  $f_R$ 을 가변시키면  $V/f_R$ 비는  $f_R$ 에 독립적으로 일정하다. 이것은 그림 4.3에서 처럼  $f_R = f_{R0}$ 가 될 때 까지 유효하다. 주파수가  $f_{R0}$  이상일 때는 재환신호  $V_F$ 와 합성신호( $V_R + \Delta V_m$ )간에 더 이상 접점이 발생하지 않기 때문에  $V_F$ 는 주파수가  $f_R$

인 구형파가 되고, 그 크기는 일정하게 유지된다. 이러한 MRA PWM의 일정 V/f비 특성을 이용하면 전압원 인버터를 이용한 유도전동기의 V/f제어를 간단하게 할 수 있다.

4.3 종단 회로의 구성

본 논문에서 유도전동기의 구동을 위해 사용한 전력 변환기는 전원으로 부터 공급되는 직류 전력을 교류 전력으로 변환하는 전압원 인버터로 종단 회로를 구성하였으며 그림 4.4는 IGBT로 설계된 종단회로의 전체 구성을 나타낸 것이다.

종단 회로는 상용 교류 전원을 인버터의 직류 공급 전원으로 AC-DC변환시키는 정류기회로와 일정한 직류 공급 전원을 제어 대상인 유도전동기의 제어 특성에 따라 임의의 주파수를 갖는 PWM패턴으로 스위칭함으로써 DC-AC 변환시키는 인버터 회로로 구성된다.

인버터 회로의 각 스위칭 소자는 전류 용량이 크고, 스위칭 시간이 약 300 nsec 에서 500nsec로

고속 스위칭이 가능하므로 최근에 각광 받고 있는 신소자인 IGBT를 이용하였다.

상용 전원으로 입력되는 교류 전원은 정류용 브리지 다이오드를 사용한 전파 정류 회로와 400V 2200uF의 대용량 평활 콘덴서를 이용한 평활 회로로 구성하여 AC-DC변환한다.

또한, 부하에 의한 역전압등으로 부터 제어기 등을 보호하기 위하여 종단 회로와 제어기를 분리하여야 할 필요가 있으므로 종단 회로와 게이트 구동 회로간을 고속의 포토커플러로 아이솔레이션하며, 본 논문에서는 상용의 게이트 구동 전원 IC인 TLP250을 사용하였다.

본 논문에서는 인버터 각 스위치간의 데드타임 보상을 위하여 게이트 구동 회로에 간단한 적분 회로를 이용한 보상 회로를 설계하였으며, 이때 시스템의 안전성을 고려하여 약 5 usec의 데드타임을 발생시켰다.

5. 제어특성 시뮬레이션

본 논문은 유도전동기의 구동을 위한 제어 알고리즘으로 개선된 직접토크-간접자속 제어기법에 대하여 제시하였다. 제시된 제어기법을 실질적으로 유도전동기의 드라이브단에 연결하고 실험하기에 앞서 본 제어기의 동작특성 및 안정성에 대한 평가가 이루어져야 한다.

따라서, 제어 특성을 분석하기 위하여 미리 전압을 예측함으로써 얻은 자속에 대한 안정성과 리플을 파악하고, 과도상태 및 정상상태에서의 전압, 그리고 d-q평면에서의 위상변화등을 컴퓨터를 이용하여 시뮬레이션하고, 실험으로 검증하였다.

컴퓨터 시뮬레이션을 수행하기 위한 유도전동기의 파라미터는 다음과 같다.

1. 회전자 저항 :  $R_r=2.8\Omega$
2. 고정자 저항 :  $R_s=2.2\Omega$
3. 회전자 인덕턴스 :  $L_r=144.6mH$
4. 고정자 인덕턴스 :  $L_s=144.6mH$
5. 상호 인덕턴스 :  $L_m=136.0mH$
6. 기계적인 유도전동기 시상수 :  $100.782 msec$

그림 5.1은 본 논문에서 제시한 제어 알고리즘

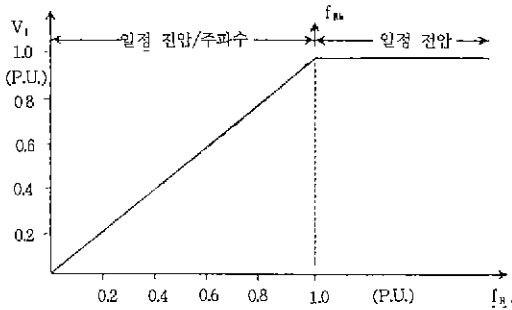


그림 4.3 MRA PWM의 전압-주파수 특성  
Fig. 4.3 Voltage-frequency characteristic of MRA PWM

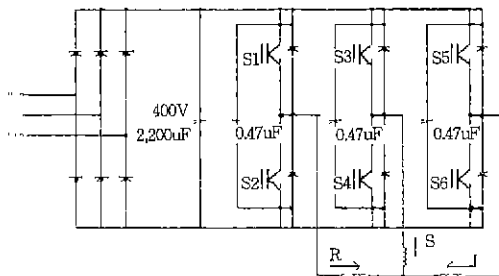


그림 4.4 종단 회로의 구성  
Fig. 4.4 Configuration of terminal circuit

을 구현하기 위한 순서도로써 유도전동기 모델에 인가하는 전압을 연산하고, 이때 발생하는 자속을 검증하였다.

그림 5.2는 유도전동기의 궤환속도에 의하여 얻어지는 제어전압과 주어진 파라미터를 이용하여 얻어지는 자속의 d-q평면에서의 위상(phase) 관계를 확인하고, 자속의 리플을 검증한것으로 정확히 90°의 위상차를 이루고 있으며, 리플이 발생하지 않음을 확인할 수 있다.

그림 5.3은 0 rpm에서 200rpm으로 그리고 377rpm으로 기준 속도명령을 0.167rpm단위로 증

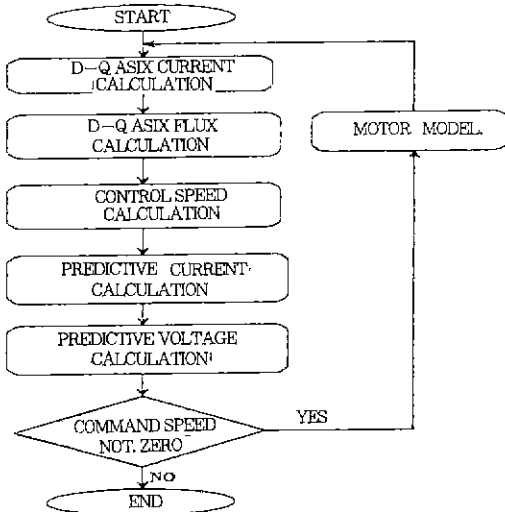


그림 5.1 하이브리드 제어 시스템 시뮬레이션 순서도  
Fig. 5.1 Simulation flowchart of hybrid control system

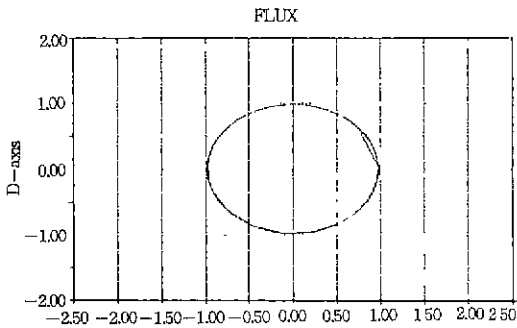


그림 5.2 d-q 평면에서 제어전압과 자속의 위상과 리플  
fig. 5.2 Phase and ripple of control voltage and flux at d-q coordination

가시킬 때의 예측 제어기의 속도추종 능력과 이때의 제어 전압파형을 보인 결과이다. 여기서 전압은 0 rpm에서 200rpm으로 증가시 점차적으로 전압의 크기를 증가시키고, 정상상태에 이르러서는 200 rpm에 해당하는 주파수로 출력하는 동시에 전압의 크기는 감소함을 확인할 수 있다.

그림 5.4는 d-q 평면에서 그림 5.3의 제어전압 상태를 검증한것으로 나선형의 형태로 전압이 증가하였다가 감소하여 정상상태에 도달함을 확인할 수 있다.

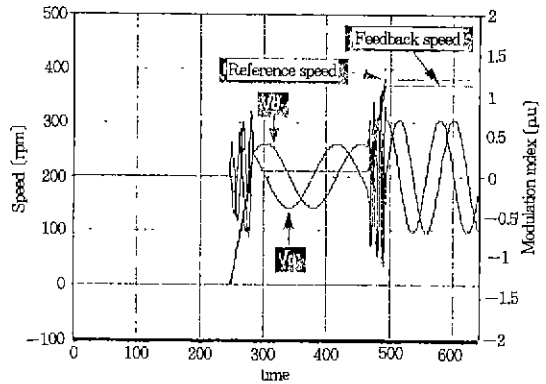


그림 5.3 기준속도 명령을 점차로 증가시킬때, 속도와 전압의 변화

Fig. 5.3 Variation of speed and voltage when reference speed command is increased gradually

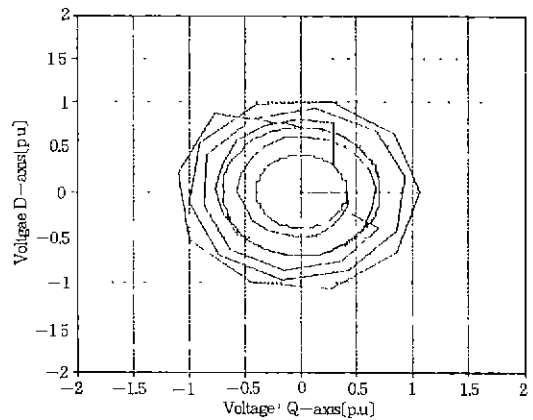


그림 5.4 기준속도 명령을 점차로 증가시킬때, d-q 평면 상의 전압 변화

Fig. 5.4 Voltage variation on d-q coordination when reference speed command is increased gradually

## 6. 실험 및 결과 고찰

전체 시스템은 IBM PC-486 컴퓨터, 연산용 디지털 제어기, 제어대상으로 사용된 유도전동기 그리고 IGBT를 이용한 VSI 인버터로 구성하였으며, MRA PWM기법을 이용한 60Hz의 상전압 파형을 사진 6.1에 보였다.

사진 6.2는 0 rpm에서 300 rpm으로 속도변화에 대한 속도추종과 전압의 변화를 보인 것으로 제어 전압의 주파수 변화는 유도전동기가 4극이므로 10Hz로 구성된다. 이때 유도전동기의 슬립 주파수가 커지면 회전자측의 저항이 감소하고, 따라서 회전자측에 흐르는 전류가 갑자기 상승하는 현상이 발생하므로 이로 인하여 인버터가 과손될 가능성이 커진다. 이를 극복하기 위해서는

슬립 주파수가 작게 유지하여 속도를 증가시키므로써 회전자측 변화를 가지고 추종 하도록 하였기 때문에 간 단계마다 30 rpm씩, 1Hz씩 변화하도록 제어하였다.

전압 또한 슬립의 변화를 최소화 하기 위하여 점차적으로 변화시키므로써 동작시 인버터에 과전류를 방지하여, 유도 전동기를 소프트 스타팅 (soft starting)할 수 있는 결과를 얻었다.

사진 6.3은 0 rpm에서 800 rpm으로 점차적인 증속시의 속도 변화와 DC링크 축의 전류 변화를 관측한 결과로 250mA의 전류변화와 약 800msec의 상승시간이 소요됨을 확인할 수 있다.

사진 6.4는 0 rpm에서 300rpm으로 증속시의

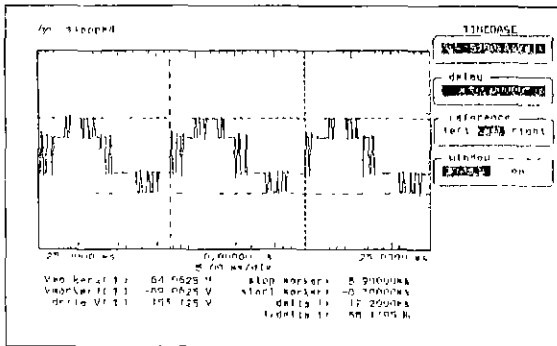


사진 6.1 상전압 파형 (60Hz)  
Photo 6.1 Waveform of phase voltage (60Hz)

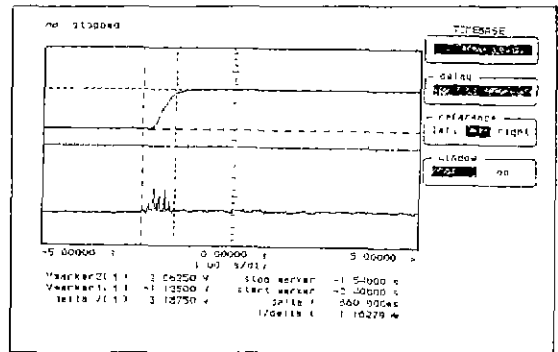


사진 6.3 0 rpm에서 800 rpm으로 증속시 속도응답과 DC 링크전류 파형  
Photo 6.3 Speed response and DC link current waveform as speed is increased 0 rpm to 800 rpm

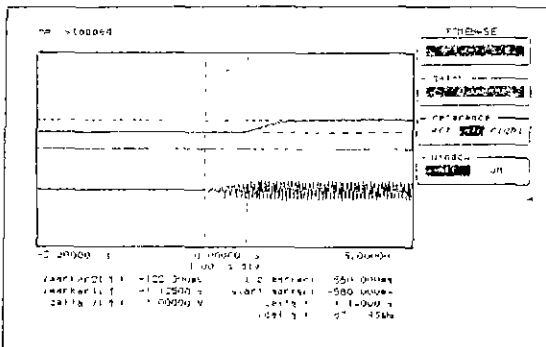


사진 6.2 0 rpm에서 300rpm으로 증속시 속도응답과 전압 파형  
Photo 6.2 Speed response and voltage waveform as speed is increased 0 rpm to 300 rpm

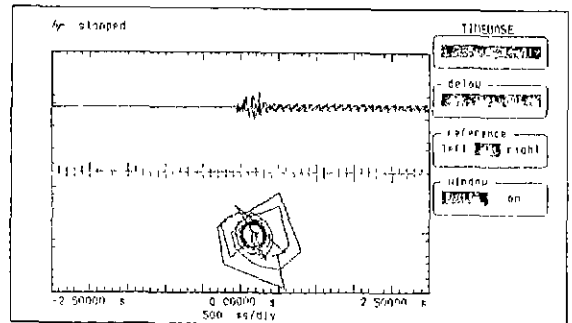


사진 6.4 0 rpm에서 300rpm으로 증속시 전류 파형과 위상각 변화에 따른 응답  
Photo 6.4 Current waveform and response of phase angle variation as speed is increased 0 rpm to 300 rpm



전류 파형과 위상각의 변화에 대한 리사주도형으로 비교적 적은 리플 특성과 점차적으로 과도응답이 이루어 짐을 확인할 수 있다.

## 7. 결 론

본 논문에서는 기존의 벡터 제어 기법의 문제점이었던 직접 벡터 제어시 제어 변수의 변화에 강건하지만 구현이 어렵고, 저속 제어가 힘들다는 단점과 간접 벡터 제어시 넓은 속도 구간에서 제어 가능하지만 강건성이 떨어진다는 단점을 서로 보완하여 넓은 속도 구간에서 강건한 제어 방법을 제시하였다.

본 논문에서 제시한 DTIF방법에 근거한 토크 연산기를 사용하여 토크를 연산하고, 자속 옵저버를 사용한 모델에 의해서 자속을 산출하는 제어 기법은 기존의 벡터 제어보다 우수한 강건성을 갖고 있다. 특히, 영 속도부근에서도 신호를 주입함으로써 시동시에 영 속도부근 및 저속에서 강건한 동작을 이룰 수 있었다.

그리고, 입력 지령에 대한 DTIF제어기의 토크, 전류 그리고 속도의 추종 성능을 시뮬레이션 및 실험으로 비교, 측정하여본 결과 수 100 msec에서부터 1~2 sec 이내의 빠른 속도로 입력 지령을 추종하였으며, 위상의 편차를 리사주 도형으로 확인한 결과 저속에서 속도 변동시에도 리플 성분이 거의 없는 안정된 동작이 이루어지며, 또한 정상상태에 도달하는 순간에도 오버슈트가 발

생하지 않고 정상상태를 유지함으로써 제시된 DTIF제어 알고리즘의 안정성과 타당성을 입증하였다.

## 참 고 문 헌

- 1) Vassilios G, Agelidis, Phoivos D, Ziogas and Geza Joos, "Optimum Use of DC Side Commutation in PWM Inverters," PESC 1991, Conf. Rec. pp.276~282.
- 2) H. W. Van Der Broeck, H. Ch. Skudelny and G. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Based on Voltage Space Vectors," IEEE-IAS 1986, pp. 244~251.
- 3) Takashi Kenjo, "Power Electronics for the Microprocessor Age" Oxford University Press, pp.200~259.
- 4) Peter Vas, "Electrical Machines and Drives—A Space-vector Theory Approach Oxford Science Publications, pp. 6~67
- 5) P. L. Jansen, C. O. Thompson, R. D. Lorenz, "Observer-based Direct Field Orientation for both Zero and Very High Speed Operation" PCC-Yokohama 1993, pp.432~437
- 6) 李允鍾, 韓慶熙, 白臺鉉 & 金龍 編者, "電力 電子" 東日 出版社, pp. 128~205.
- 7) Somboon Sangwongwanich, "Generalized Controllers for Induction Motor Drive Systems" PCC-Yokohama, 1993, pp.450-455.
- 8) M. P. Kazmierkowski, A. Kaspruwicz, "Improved Torque and Flux Vector Control of PWM Inverter-fed Induction Motor Drive" EPE, 1993, pp 115~120.
- 9) 堀洋一, Vincent Cotter, 茅陽一, "誘導 電動機의 磁束 옵저버에 관한 制御 理論的 考察" 일본 전기 학회 논문지, 昭 61-11, . 1001~1008

## ◇ 著 者 紹 介 ◇



**김 동 진(金東鎭)**  
1948年 5月 4日生. 1973年 光云大  
工大 電子工學科 卒業. 1979年 延世  
大 産業大學院 電子工學科 卒業(碩  
士). 現在 柳韓專門大學 電子科 教  
授.



**한 완 옥(韓完沃)**  
1962年 1月 1日生. 1985年 光云大  
電子工學科 卒. 1987年 光云大 大學  
院 電子工學科 卒(碩士). 1995年 光  
云大 大學院 電子工學科 卒(博士).



**강 창 수(姜昌秀)**  
1956年 10月 6日生. 1982年 光云大  
工大 電子工學科 卒業. 1986年 漢陽  
大 産業大學院 電子工學科 卒業(碩  
士). 1992年 光云大 大學院 電子材  
料工學科 卒業(博士). 現在 柳韓專門大學 電子科 助  
教授.