

工學碩士 學位論文

불평형부하 구동용 유도전동기의
적응속도 제어

Adaptive Speed Control of Induction Motor
for Driving Unbalanced Load

指導教授 李 成 根

2007 年 2 月

韓國海洋大學校 大學院

電氣電子工學科

梁 鉉 淑

本 論文을 梁鉉淑의 工學碩士 學位論文으로 認准함

委員長：工學博士 金 潤 植 ㉠

委 員：工學博士 徐 東 煥 ㉠

委 員：工學博士 李 成 根 ㉠

2006年 12月

韓國海洋大學校 大學院

電氣電子工學科

梁 鉉 淑

목 차

Abstract

1. 서 론	1
2. 불평형부하 구동 유도전동기 제어시스템 구성	3
2.1 벡터제어	3
2.2 공간전압 PWM 인버터	12
2.3 불평형 부하	17
3. 적응 제어기 설계	20
3.1 이산치형 부하토크 관측기	21
3.2 Neural estimator 설계	26
4. 시뮬레이션 및 시스템 구현	32
4.1 시뮬레이션	32
4.2 시스템 구현	36
4.3 실험 결과	42
5. 결 론	45
참 고 문 헌	46

*Adaptive Speed Control of Induction Motor
for Driving Unbalanced Load*

by Yang, Hyun-Suk

Department of Electrical and Electronics engineering
The Graduate School of Korea Maritime University
Busan, Republic of Korea

Abstract

Vector control of an induction motor has advantage of a quick torque response, and has been applied in various industrial applications.

In the design of a speed control system of induction motor, PI controller has been widely used because its structure is very simple. However, it is difficult to obtain robust and stable speed control characteristics because the gain of the controller can not be adjust automatically when the load disturbance or parameter changed.

The motor used in a reciprocating unbalanced load experience abrupt load change by the movement of piston. So, its speed is fluctuated.

This study proposes a new adaptive control system with conventional vector controller for a reciprocating unbalanced load. The proposed

system consists of a load torque observer and a feed-forward compensation using neural network to obtain robust speed control characteristics. The observer designed based on the Gopinath' theory. And the neural estimator is consists of two layers, and is used to provide a real-time adaptive estimation of motor dynamics. The LMS(Least Mean Square) algorithm which has widely been used is applied as the learning algorithm for this network, to minimize the difference between the actual speed and that predicted value by the neural estimator.

To verify the effectiveness of this algorithm, a computer simulation test was carried out on the basis of theoretical consideration.

1. 서 론

선박의 진동문제가 구체적인 관심사로 대두된 것은 19세기 말엽이다. 19세기 전반기에 증기 왕복 동기관·나선프로펠러 추진 장치가 실용화되고, 또 선체구조 재료가 철강으로 발달하게 되어, 19세기 후반기에는 선박의 고속·고출력·경구조·대형화가 촉진되었다^[1]. 진동은 인간의 생리적 장애와 심리적 불쾌감을 주고, 쾌적한 생활환경을 파괴할 뿐만이 아니라 기계자체의 수명과 건축구조물 수명에 나쁜 영향을 준다. 진동이 공작기계나 정밀 측정기계에 영향을 미치는 경우 제품의 정밀도에서 현격한 저하를 가져온다. 진동이 매우 심한 곳에서 작업하는 경우 작업자의 생산능률은 물론이고, 건강에도 매우 나쁜 영향을 가져온다. 특히, 선박내 진동은 항해시 기계들에 영향을 받아 결함 이상으로 운항의 피해를 줄 수 있으므로, 진동 감쇄가 필수적이다. 이 추세에 따라 많은 배에서 진동문제가 심각하게 야기되었다. 기진원이 주기프리펠관·보조기관·러·파랑·유체유동 등 다양하고 또 구조계 및 선내기계장치 등이 복잡 다양하기 때문에 진동이 없는 선박을 건조한다는 것은 거의 불가능하다. 현재로서는 진동을 효과적으로 제어하여 가급적 최소화하고, 이를 주요 구조부재의 피로파괴, 기계·계기·기구류의 성능보전, 예민한 화물의 안전, 선원·여객의 쾌적한 생활·작업 환경보전 관점에서 평가하여 허용여부를 판단하는 것이 상례이다. 선박은 기계적 구조로 작동되는 엔진에서 첨단기술의 발전으로 전자적으로 제어되고 있다. 기계식 엔진에서는 진동을 감쇄하기 위해 엔진의 Camshaft에 직접 불평형부하를 설치하였으나, 전자식 엔진은 Camshaft가 없기 때문에 진동감쇄를 위해서는 전자제어기를 설치하여야한다. 이런 전자식 엔진 사용 선박이 늘어남으로서 진동감쇄용 장치가 필요하게 되었다. 진동 감쇄용 장치를 구성하는데 있어 유도전동기를 사용하고자 한다. 이 때, 벡터제어용 유도전

동기 시스템의 속도제어기로는 일반적으로 PI 제어기가 널리 이용되고 있다. 이 PI 제어기는 구조가 간단하며 구현이 용이하나 시스템의 기계정수인 관성이나 마찰계수 등과 같은 파라미터가 운전 중에 변하는 경우에는 최적의 운전 상태를 유지하기 위해서 제어정수 값들을 적절하게 변화시켜 주어야 한다^{[2][4]}. 현재 진동감쇄용 장치로 아날로그 타입의 전기식 진동감쇄용 장치가 있는데, 이것은 엔진마다 진동을 일으키는 주파수 대역이나 감쇄용 장치의 구동 시점을 수동으로 제어해 주어야 하는 불편함이 있다고 한다.

본 논문에서는 디지털제어가 가능하고 불평형 부하 구동용 유도전동기에 대해 전동기의 파라미터 변동과 토크 외란에 강인한 적응제어시스템을 제안한다. 유도전동기를 구동하여 불평형 부하를 회전시키면 불평의 부하의 위치에 따라 부하토크가 변화한다. 제안한 속도제어시스템은 Field-oriented control 이론에 기초하여 신경망을 이용한 제어기 이득 학습기와 부하토크 관측기를 이용한 피드포워드 제어기로 구성되어 있다. 제어기 이득 학습기는 속도와 부하토크를 입력으로 신경망을 학습하여 제어기의 이득값과 토크상수를 순시적으로 보정한다. 또한, 부하토크 관측기는 부하의 급격한 변동을 관측하고, 이를 피드포워드 보상하여 부하 변동에 보다 강인한 제어특성을 갖도록 한다.

본 논문의 구성은 2장에서는 유도전동기 벡터제어 방식에 대해 설명하고 3장에서는 불평형 부하에 대해서 기술하였다. 4장에서는 적응제어기의 설계에 대한 전반적인 내용을 다루었고, 5장에서는 2, 3, 4장의 이론을 바탕으로 한 컴퓨터시뮬레이션과 실제 실험 결과를 나타내었다. 마지막으로 6장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

2. 불평형부하 구동 유도전동기 제어시스템 구성

2.1 벡터제어

교류기의 전기자에는 통상 3상권선이 연결되어 있고, 3상권선에 흐르는 전류와 이것에 의해 발생하는 자속을 벡터로 취급하는 것에는 3상권선을 등가의 2상권선으로 표현하는 것이 편리하다^{[5][6]}.

Fig. 2-1, Fig. 2-2는 3상권선 및 2상권선의 각 상 전류벡터, 자속벡터를 나타내고 있다. 전류 및 자속벡터의 방향은 각 권선 전류를 함께 유입했을 때의 극성을 나타내고 있다. 3상권선에서 발생하는 각 상의 전류벡터 i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} 로부터 합성전류벡터는 i_1 이 되고, i_1 과 같은 합성전류벡터를 만드는 2상권선의 전류벡터 $i_{1\alpha}, i_{1\beta}$ 는 Fig. 2-2에 나타내었다.

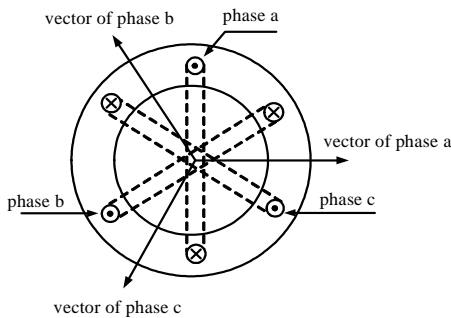


Fig. 2-1 Three phase winding

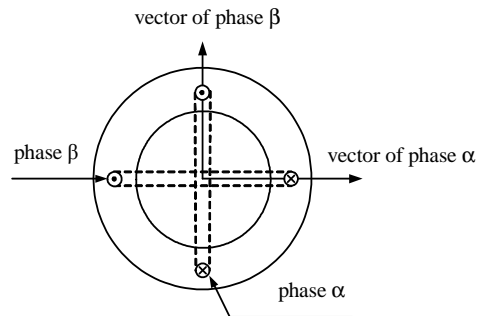


Fig. 2-2 Equivalent two phase winding

편의상 유도전동기의 각 상이 1회권으로 구성되는 2극기라는 가정하에서 관계식을 도출한다. 복소평면상에서 표시된 3상의 공간전류벡터는 다음과 같이 복소수로 표현할 수 있다^[7].

$$\begin{aligned}
\mathbf{i}_{1a} &= i_{1a}(t) \\
\mathbf{i}_{1b} &= a i_{1b}(t) \\
\mathbf{i}_{1c} &= a^2 i_{1c}(t)
\end{aligned} \tag{2-1}$$

단, $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos\frac{2\pi}{3} + j\sin\frac{2\pi}{3}$
 $a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = \cos\frac{4\pi}{3} + j\sin\frac{4\pi}{3}$

그러면 이들 3상 공간전류벡터의 합성전류벡터는 다음과 같게 된다.

$$\begin{aligned}
\mathbf{i}_1 &= \mathbf{i}_{1a} + \mathbf{i}_{1b} + \mathbf{i}_{1c} \\
&= i_{1a}(t) + a i_{1b}(t) + a^2 i_{1c}(t) \\
&= \frac{3}{2} I_m (\cos\omega t + j\sin\omega t) \\
&= \frac{3}{2} I_m e^{j\omega_e t} \quad (\text{단, } \gamma = 0)
\end{aligned} \tag{2-2}$$

Fig. 2-4는 Fig. 2-3의 ①위치에서의 공간전류벡터를 나타낸 것이며, $\gamma = \frac{\pi}{2}$ 이고, 벡터 회전 속도 ω_e 와 회전각 θ_e 는 “0”인 상태이다.

따라서, 합성공간전류벡터는 회전자계와 마찬가지로 크기가 전류 최대치의 1.5배로 일정하고 동기각속도 ω_e 로 회전한다는 것을 알 수 있다.

그러나 좌표변환의 편의를 위해서 3상 공간전류벡터의 합성공간전류벡터는 식 (2-2)을 사용하지 않고 다음과 같이 정의하기로 한다.

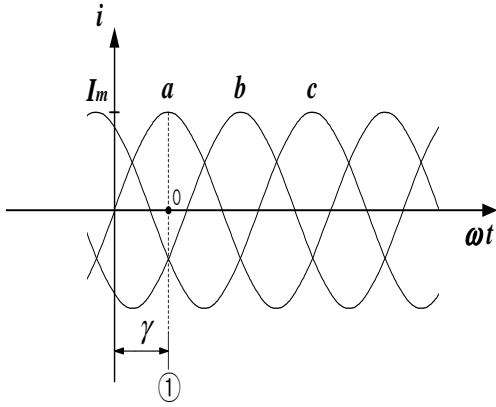


Fig. 2-3 Position of current vector

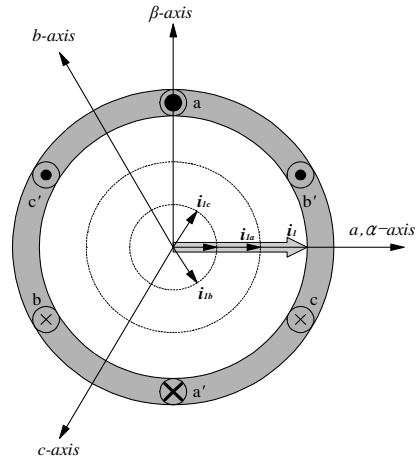


Fig. 2-4 Space current vector

$$\begin{aligned}
 \mathbf{i}_1 &= \frac{2}{3}(\mathbf{i}_{1a} + \mathbf{i}_{1b} + \mathbf{i}_{1c}) \\
 &= \frac{2}{3}[i_{1a}(t) + a i_{1b}(t) + a^2 i_{1c}(t)] = I_m e^{j\omega_c t} \quad (2-3)
 \end{aligned}$$

마찬가지 방법으로 고정자의 공간전압벡터와 공간 쇄교자속벡터는 각각 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{v}_1 = \frac{2}{3}[v_{1a}(t) + a v_{1b}(t) + a^2 v_{1c}(t)] \quad (2-4)$$

$$\boldsymbol{\phi}_1 = \frac{2}{3}[\phi_{1a}(t) + a \phi_{1b}(t) + a^2 \phi_{1c}(t)] \quad (2-5)$$

3상 고정좌표계로 표시한 a, b, c 축의 변수들을 2축(α, β축) 고정좌표계로 좌표변환하면 독립변수의 수가 감소하여 유도전동기의 해석을 용이하게 한다.

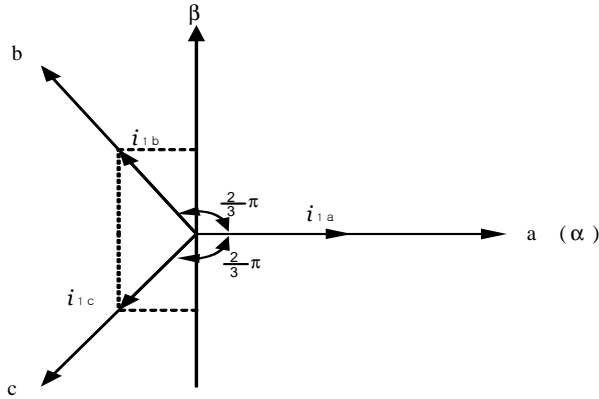


Fig. 2-5 Change abc axis to αβ axis

예를 들어 전류의 경우에는 다음과 같이 나타낼 수 있으며,

$$\begin{aligned}
 \mathbf{i}_1 &= \frac{2}{3} [\mathbf{i}_{1a} + \mathbf{i}_{1b} + \mathbf{i}_{1c}] \\
 &= \frac{2}{3} \left[\left(i_{1a}(t) - \frac{1}{2}i_{1b}(t) - \frac{1}{2}i_{1c}(t) \right) + j \left(\frac{\sqrt{3}}{2}i_{1b}(t) - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{1c}(t) \right) \right] \\
 &= i_{1\alpha} + j i_{1\beta} \quad (2-6)
 \end{aligned}$$

이를 행렬 형태로 표현하면 식 (2-7)과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a}(t) \\ i_{1b}(t) \\ i_{1c}(t) \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

이 좌표변환(3상-2상 변환)은 전류의 순시치에 대해서도 항상 성립하며, 3상전류는 반드시 정현파가 아니어도 좋다.

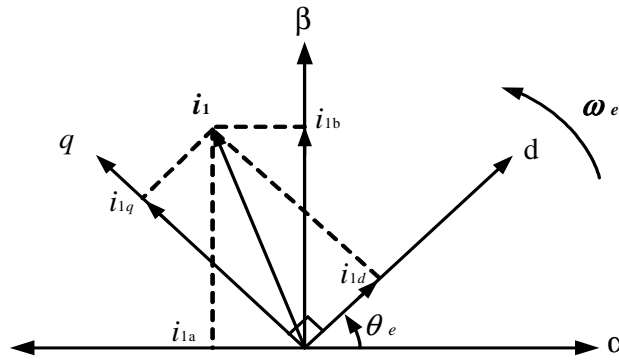


Fig. 2-6 Relation between stationary and synchronously reference frame

Fig. 2-6은 앞의 변환결과를 종합한 것이다. 여기서 α, β 권선은 어디까지나 계산의 편의상 가정한 것이고, 이것은 어디에 위치해도 좋지만, α 권선을 a상권선의 위치와 일치시켜 생각하는 것이 편리하다. 또한 2상으로부터 3상으로 돌아갈 때의 변환, 2상-3상 변환은 식 (2-7)을 역으로 계산하면 좋고, 이 관계는 다음 식으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} i_{1a}(t) \\ i_{1b}(t) \\ i_{1c}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

이상의 3상-2상 변환 및 2상-3상 변환은 전류에 한하지 않고 자속 및 전압에 있어서도 성립한다. 2축 고정좌표계로 변환된 $\alpha\beta$ 축 전류를 Fig. 2-7과 같이 다시 동기회전좌표계로 변환하여 나타내면 식 (2-8)이 되고,

$$\begin{aligned}
\mathbf{i}_{1dq} &= (i_{1\alpha} + j i_{1\beta}) [\cos(-\theta_e) + j \sin(-\theta_e)] \\
&= i_{1\alpha} \cos \theta_e + i_{1\beta} \sin \theta_e + j (-i_{1\alpha} \sin \theta_e + i_{1\beta} \cos \theta_e) \\
&= i_{1d} + j i_{1q}
\end{aligned} \tag{2-9}$$

이를 행렬 형태로 표현하면 식 (2-10)이 된다.

$$\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} \tag{2-10}$$

식 (2-9)는 변환행렬의 역변환에 의해 쉽게 dq 축을 $\alpha\beta$ 축으로 변환이 가능하며 좌표변환식을 나타내면 식 (2-11)과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} \tag{2-11}$$

공간벡터를 사용한 3상 고정좌표계의 고정자 전압방정식과 3상 회전좌표계의 회전자 전압방정식은 식 (2-12), 식 (2-13)으로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{v}_1 = R_1 \mathbf{i}_1 + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\phi}_1 \tag{2-12}$$

$$\mathbf{v}_{2r} = R_{2r} \mathbf{i}_{2r} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\phi}_{2r} \tag{2-13}$$

회전자의 회전좌표계에서의 값들을 고정좌표계로 변환하여 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{v}_2 = e^{j\theta_r} \cdot \mathbf{v}_{2r}, \quad \mathbf{i}_2 = \frac{e^{j\theta_r}}{n} \cdot \mathbf{i}_{2r}, \quad \boldsymbol{\phi}_2 = e^{j\theta_r} \cdot \boldsymbol{\phi}_{2r}, \quad R_{2r} = \frac{1}{n^2} R_2 \quad (2-14)$$

단, $n = \frac{N_1}{N_2}$ (N_1 : 고정자측의 상당권선수, N_2 : 회전자측의 등가권선수)

위 식에서 고정좌표계로 변환한 회전자 전압방정식을 나타내면 식 (2-15)와 같다.

$$\mathbf{v}_2 = R_2 \mathbf{i}_2 + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\phi}_2 - j\omega_r \boldsymbol{\phi}_2 \quad (2-15)$$

여기서 전류 및 인덕터로 표현된 쇄교자속 벡터는

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

즉, $\phi_1 = L_1 i_1 + M i_2, \phi_2 = M i_1 + L_2 i_2$

단, $L_1 = l_1 + M, L_2 = l_2 + M$

(L_1, L_2 : 1, 2차 인덕턴스, M : 상호인덕턴스 l_1, l_2 : 1,2차 누설인덕턴스)

로 나타낼 수 있고, 식 (2-17)과 같은 행렬형태로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_1 & pM \\ (p - j\omega_r)M & R_2 + (p - j\omega_r)L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

식 (2-17)로 표현된 고정자 및 회전자의 전압방정식을 각각 분리하여 2축 고정좌표계로 표현하면 식 (2-18), 식 (2-19), 식 (2-20), 식 (2-21)로 된다.

$$v_{1\alpha} = (R_1 + pL_1)i_{1\alpha} + pMi_{2\alpha} \quad (2-18)$$

$$v_{1\beta} = (R_1 + pL_1)i_{1\beta} + pMi_{2\beta} \quad (2-19)$$

$$v_{2\alpha} = pMi_{1\alpha} + w_r Mi_{1\beta} + (R_2 + pL_2)i_{2\alpha} + w_r L_2 i_{2\beta} \quad (2-20)$$

$$v_{2\beta} = -w_r Mi_{1\alpha} + pMi_{1\beta} - w_r L_2 i_{2\alpha} + (R_2 + pL_2)i_{2\beta} \quad (2-21)$$

식 (2-12)를 동기회전좌표계로 변환하면 식 (2-22)가 되고,

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_1 e^{j\theta_e} &= R_1 \mathbf{i}_1 e^{j\theta_e} + p(\boldsymbol{\phi}_1 e^{j\theta_e}) \\ \therefore \mathbf{v}_1 &= R_1 \mathbf{i}_1 + (p + jw_e) \boldsymbol{\phi}_1 \end{aligned} \quad (2-22)$$

식 (2-15)를 동기회전좌표계로 변환하면 식 (2-23)이 된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_2 e^{j\theta_e} &= R_2 \mathbf{i}_2 e^{j\theta_e} + \boldsymbol{\phi}_2 e^{j\theta_e} - jw_r \boldsymbol{\phi}_2 e^{j\theta_e} \\ \therefore \mathbf{v}_2 &= R_2 \mathbf{i}_2 + (p + jw_s) \boldsymbol{\phi}_2 \end{aligned} \quad (2-23)$$

식 (2-22), 식 (2-23)을 행렬형태로 표현하면 식 (2-24)와 같이 동기회전좌표계에서의 유도전동기 전압방정식이 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ v_{2d} \\ v_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_1 & -w_e L_1 & pM & -w_e M \\ w_e L_1 & R_1 + pL_1 & w_e M & pM \\ pM & -w_s M & R_2 + pL_2 & -w_s L_2 \\ w_s M & pM & w_s L_2 & R_2 + pM_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (2-24)$$

농형 유도전동기에서는 회전자 전압($\mathbf{v}_2 = v_{2d} + jv_{2q}$)이 “0”이 된다.

식 (2-23)에서 각각의 쇄교자속은 식 (2-25), 식 (2-26)과 같이 되며,

$$\begin{aligned}\phi_{1d} &= L_1 i_{1d} + M i_{2d} = l_1 i_{1d} + M(i_{1d} + i_{2d}) \\ \phi_{1q} &= L_1 i_{1q} + M i_{2q} = l_1 i_{1q} + M(i_{1q} + i_{2q})\end{aligned}\quad (2-25)$$

$$\begin{aligned}\phi_{2d} &= L_2 i_{2d} + M i_{1d} = l_2 i_{2d} + M(i_{1d} + i_{2d}) \\ \phi_{2q} &= L_2 i_{2q} + M i_{1q} = l_2 i_{2q} + M(i_{1q} + i_{2q})\end{aligned}\quad (2-26)$$

$$\text{단, } L_1 = l_1 + M, \quad L_2 = l_2 + M$$

위의 식 (2-26)식으로부터 식 (2-27)을 얻을 수 있으며,

$$\begin{aligned}i_{2d} &= \frac{\phi_{2d}}{L_2} - \frac{M}{L_2} i_{1d} \\ i_{2q} &= \frac{\phi_{2q}}{L_2} - \frac{M}{L_2} i_{1q}\end{aligned}\quad (2-27)$$

식 (2-27)을 유도전동기 회전자 전압방정식인 식 (2-24)에 대입하면 식 (2-28)과 같이 된다.

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\phi_{2d} + \frac{R_2}{L_2}\phi_{2d} - \frac{R_2}{L_2}M i_{1d} - w_s \phi_{2q} &= 0 \\ \frac{d}{dt}\phi_{2q} + \frac{R_2}{L_2}\phi_{2q} - \frac{R_2}{L_2}M i_{1q} + w_s \phi_{2d} &= 0\end{aligned}\quad (2-28)$$

타여자 직류전동기와 같은 제어특성을 얻기 위해서는, 회전자 쇄교자속을 d축과 일치시켜 $\phi_{2q} = \frac{d}{dt}\phi_{2q} = 0$ 과 같이 제어하는 것이 바람직하므로 식 (2-28)은 다음 식과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\phi_{2d} + \frac{R_2}{L_2}\phi_{2d} - \frac{R_2}{L_2}Mi_{1d} &= 0 \\ -\frac{R_2}{L_2}Mi_{1q} + w_s\phi_{2d} &= 0 \end{aligned} \quad (2-29)$$

$$\begin{aligned} \frac{R_2}{L_2} \frac{d}{dt}\phi_{2d} + \phi_{2d} &= Mi_{1d} \\ w_s &= \frac{R_2}{L_2} M \frac{i_{1q}}{\phi_{2d}} \text{ (일반적인 경우)} \end{aligned} \quad (2-30)$$

정상상태에서 회전자속이 일정하게 되므로 $\phi_{2d} \text{ const.} = \phi_2, \frac{d}{dt}\phi_{2d} = 0$ 이 되어 식 (2-30)의 위 식은 $\phi_{2d} = Mi_{1d}$ 가 되어 다음과 같은 정상상태 식으로 된다.

$$w_s = \frac{1}{\tau} \frac{i_{1q}}{i_{1d}} \text{ (정상상태)} \quad (2-31)$$

단, τ : 2차시정수 $\left(\frac{L_2}{R_2}\right)$

2.2 공간전압 PWM 인버터

일반적인 3상 전압형 인버터의 구성도는 Fig. 2-7과 같이 나타낼 수 있다. 전력용 소자들의 ON-OFF 스위칭 과정에 의해서 직류가 원하는 주파수의 교류로 바뀌게 된다. 스위칭 과정에서는 다음과 같은 2가지 조건을 만족시키지 않으면 안 된다.

(1) 6개의 스위칭 소자 중 3개는 항상 on 되어 있어야 하고, 3개는 항상 off 되어 있어야 한다.

(2) 같은 선상의 직렬로 연결된 상, 하 두 소자는 동시에 도통되는 일이 없도록 서로 상반된 신호에 의해서 동작되어야 하며, 과도적인 시점에 도통되어 있는 시간이 겹치지 않도록 주의하여야 한다.

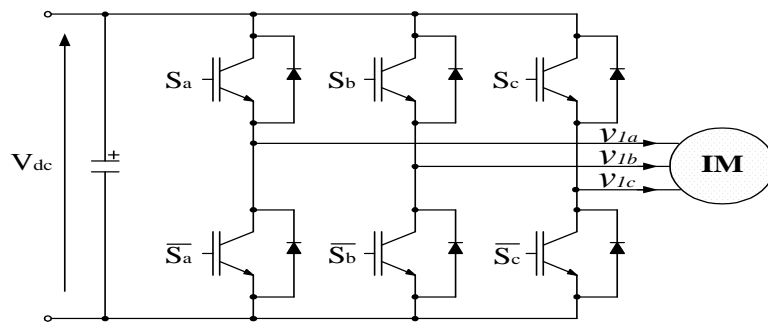
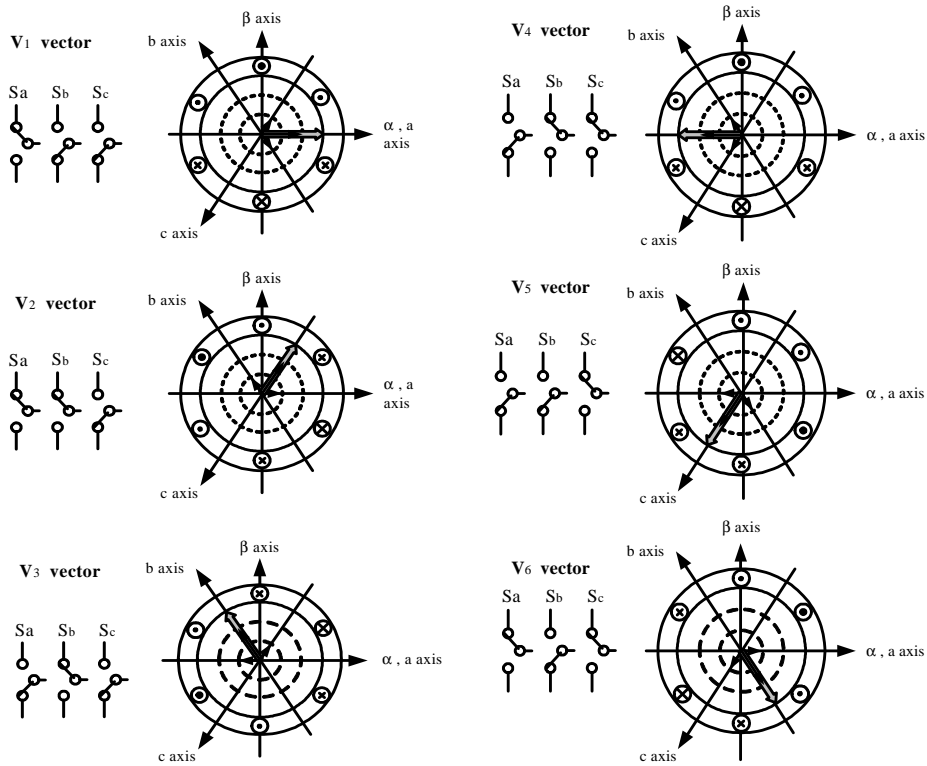


Fig. 2-7 Three-phase voltage source inverter and AC motor

위의 조건을 고려하여, Fig. 2-7의 전력용 반도체 소자를 스위치로 대신해서 생각하기로 하면, 각각의 스위칭에 의해 생성될 수 있는 6가지 공간 전압벡터의 위치와 크기는 Fig. 2-8과 같다. 벡터의 크기는 직류입력전압 V_{dc} 크기의 $2/3$ 배로 일정하고 60° 의 위치의 차를 가지고 회전하고 있음을 보여주고 있다.



(a) Basic Vector V_1, V_2, V_3

(b) Basic vector V_4, V_5, V_6

Fig. 2-8 Complementary switching and space voltage vectors

스위칭 시간을 계산하기 위해서는 먼저 식 (2-8)을 이용하여 2상-3상 변환을 한다. 여기에서는 2상전압 지령치인 v_{qs}^* , v_{ds}^* 에 대한 3상전압 지령치를 다음과 같이 구한다.

$$\begin{bmatrix} v_{as}^* \\ v_{bs}^* \\ v_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}^* \\ v_{qs}^* \end{bmatrix} \quad (2-32)$$

직류링크전압 V_{dc} 를 한 주기의 전체 스위칭 시간을 T_s 라 두면, 각 상전압의 스위칭 시간은 식 (2-33)과 같다.

$$\begin{bmatrix} T_{as} \\ T_{bs} \quad T_{cs} \end{bmatrix} = \frac{T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} v_{as}^* \\ v_{bs}^* \quad v_{cs}^* \end{bmatrix} \quad (2-33)$$

또한, 3상 평형전압이라면 3상의 기준상전압에 인가되는 시간은 다음과 같이 나타난다.

$$T_{as} + T_{bs} + T_{cs} = 0 \quad (2-34)$$

각 기준상전압에 할당되는 시간 T_{as}, T_{bs}, T_{cs} 는 전압부호를 가지고 있기 때문에 각 상에 인가될 실제 스위칭 시간으로 사용할 수가 없다. 따라서, 이들 시간들을 일정한 제어주기 T_s 내에서의 양의 값으로 전환된 실제 스위칭시간을 구해야 할 필요가 있으므로 다음과 같은 방법에 의해 실제 스위칭시간을 구한다.

- 1) 유효시간의 배치는 3상 대칭변조법을 사용한다. Fig. 2-9는 3상 대칭변조법을 이용하여 유효시간을 샘플링 주기내에 배치한 그림이다.
- 2) 소팅(sorting) 알고리즘에 의하여 유효시간 $T_1 + T_2$ 를 구한다.
- 3) 대칭변조법에 의해 한 샘플링 주기내에 유효시간을 중간에 배치하고, 첫 부분과 끝부분에 영전압벡터 인가시간 T_0 를 1/2만큼 배치시킨다.
- 4) 상전압 인가시간 중에서 가장 작은 값은 특정편차 T_x 만큼 옮겨져 $T_0/2$ 의 위치에 옮겨진 셈이 되므로 T_x 를 구할 수 있다.

5) 각 상의 기준상전압 인가시간에 특정편차만큼 T_x 를 더하여 실제 각 상에 인가될 스위칭시간 T_{ga} , T_{gb} , T_{gc} 를 구한다.

이 순서에 따라 구한 유효시간 T_e 및 T_x 는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} T_e &= T_1 + T_2 \\ &= T_{\max} - T_{\min} \\ &= T_{as} - T_{cs} \end{aligned} \quad (2-35)$$

$$\begin{aligned} T_x &= T_{\min} + \frac{T_0}{2} \\ &= T_{\min} + \frac{(T_s - T_e)}{2} \end{aligned} \quad (2-36)$$

그러므로 각 상에 인가될 실제 스위칭시간은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} T_{ga} &= T_{as} + T_x \\ T_{gb} &= T_{bs} + T_x \\ T_{gc} &= T_{cs} + T_x \end{aligned} \quad (2-37)$$

이상에서 구한 실제 스위칭 시간은 ON에서 OFF로 전이되는 경우이며, OFF에서 ON으로 전이되는 경우에는 주기 T_s 에서 ON에서 OFF로의 실제 스위칭시간을 감산하여 Fig. 2-9의 빗금 친 부분처럼 대칭 이동시킨다.

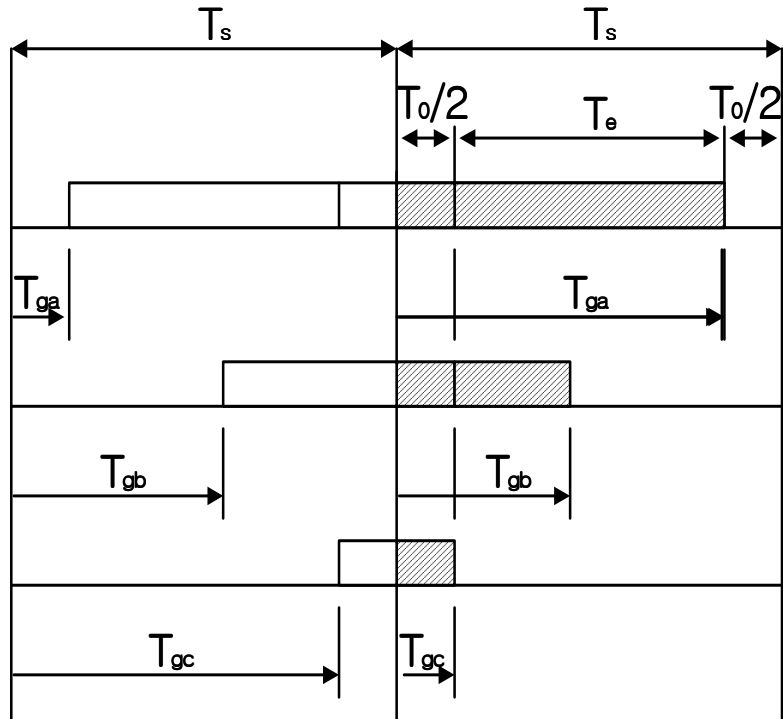


Fig. 2-9 Switching pattern of space voltage vector PWM

2.3 불평형 부하

유도전동기에 불평형 부하 즉, 편심을 연결하여 작동하게 되면 원심력이 작용하여 진동을 일으키게 된다. Fig. 2-10은 원의 중심으로부터 편심이 r 만큼 떨어져 있고 ω 의 각속도로 운동하고 있을 때 $x(t)$ 축 상에서 진동의 변위를 나타낸다. 여기서 원심력 P 가 작용하면 수직 방향으로 작용하는 합성 F 에 의해 변위가 결정된다. 식은 아래와 같다.

$$P = mr\omega^2 \quad (2-38)$$

$$F = mr\omega^2 \sin\theta \quad (2-39)$$

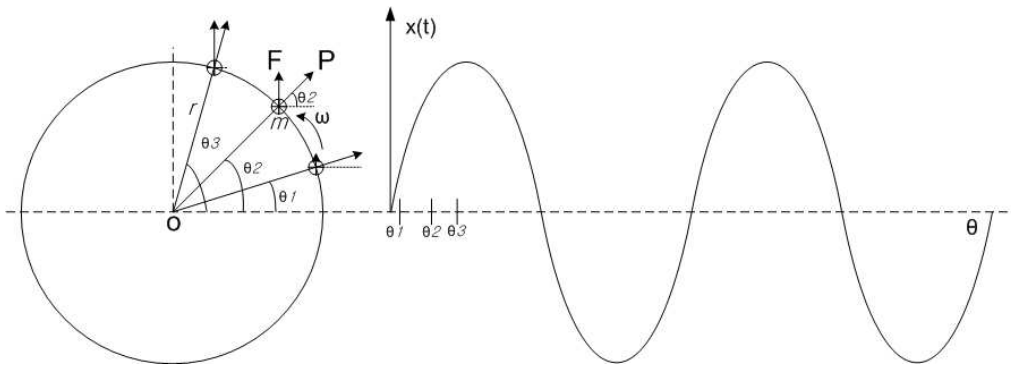


Fig. 2-10 Theory of vibration

원심력에 의해 발생하는 진동의 변위는 수직으로 작용하는 합성력 F 가 원심력의 $\sin\theta$ 크기를 갖고 있어 변위 즉, 진동의 변화가 발생한다.

이런 원리를 이용하여 선박에 적용할 경우 선체의 영향을 미치는 엔진 진동의 방향을 분석하여 원하는 방향의 진동을 없애도록 편심의 위치를 정한다. 해석한 편심의 방향이 수직 방향인데, 실제로 좌우 진동도 바닥에 장치가 부착되어 있어도 수직방향보다는 적은 진동이 발생하는데, 상하진동만 순수하게 일으키기 위해 기어를 연결하여 두 편심을 이용해 상하진동만 남기고 상쇄되도록 Fig. 2-11과 같이 설계한다.

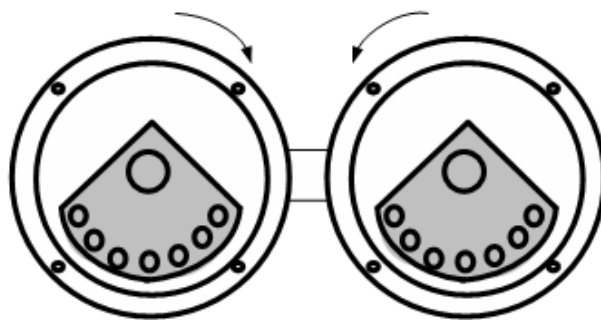


Fig. 2-11 position for vibration of the upper and lower sides

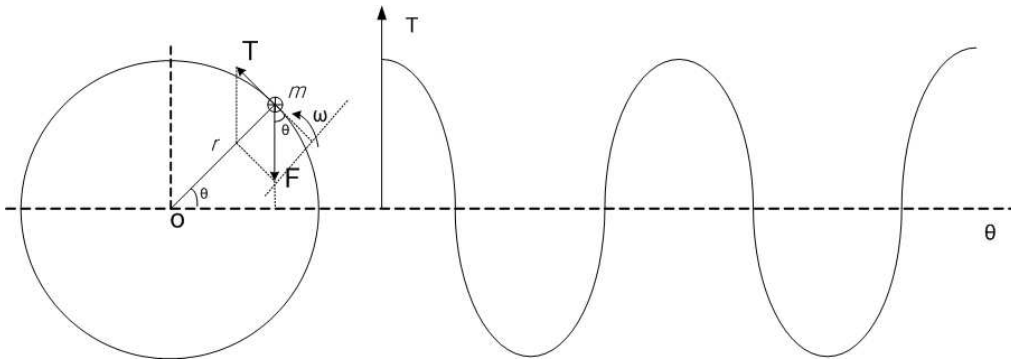


Fig. 2-12 Torque of rotating unbalance

이러한 편심부하가 있는 경우에 회전력에 의해 진동이 발생하고, 토크에 영향을 주는 편심의 수직방향의 힘은 편심무게와 원의 중심에서 떨어진 거리의 합성에 의해 발생한다.

Fig.2-12 에서 m 은 편심의 질량, r 는 편심무게, w 는 회전각 속도, r 은 편심이 회전체 중심으로부터 떨어진 거리, 수평축에서 회전한 각도를 θ 라고 했을 때, 작용한 힘의 크기 F 는 중력에 의한 힘으로 나타내고, 토크는 회전방향으로 작용해야 할 F 의 합성력에 의한 힘을 나타낸다.

즉, 발생하는 회전력이 되는 부하토크 T_L 은 다음과 같다.

$$T_L = rmgs \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) \quad (2-40)$$

식 (2-38)에서 로터의 질량, 편심무게가 일정하다고 가정했을 때, 원심력은 속도에 비례하게 되고, 식 (2-40)에서 편심무게, 회전체중심에 떨어진 거리가 일정할 때, 부하토크는 $\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)$ 에 비례한다. 실제 편심에 의한 부하의 회전 모멘트 M 은 $A_e \sin\left(\frac{\pi}{2} - w_e t\right)$ 로 표현할 수 있다.

3. 적응 제어기 설계

Field-oriented control 이론을 적용한 유도전동기의 모델은 직류전동기와 유사하게 되어, 토크의 발생을 직류전동기의 모델과 같이 단순화할 수 있다. 본 논문에서 제안한 시스템의 전체 구성은 Fig. 3-1과 같다. 여기서 J_n 는 불평형부하를 포함한 전체 시스템의 관성 모멘트이며, \hat{w}_m 은 관측기에서의 추정된 전동기의 속도이고 \hat{w}_r 은 신경망에서 추정된 전동기의 속도이다. 유도전동기의 속도 제어기에 신경회로망을 이용한 제어기 파라미터 학습기와 부하관측기가 부가되어 있다. PI 제어기의 이득값과 토크상수 K_m 의 보정은 전동기 토크분 전류 i_{qs}^* , 전동기 속도 w_r , 부하토크 추정치 \hat{T}_L 을 입력으로 신경망을 학습하여 수행한다. 신경망의 학습은 LMS(Least Mean Square) 알고리즘을 사용하였다.^{[8][9]}

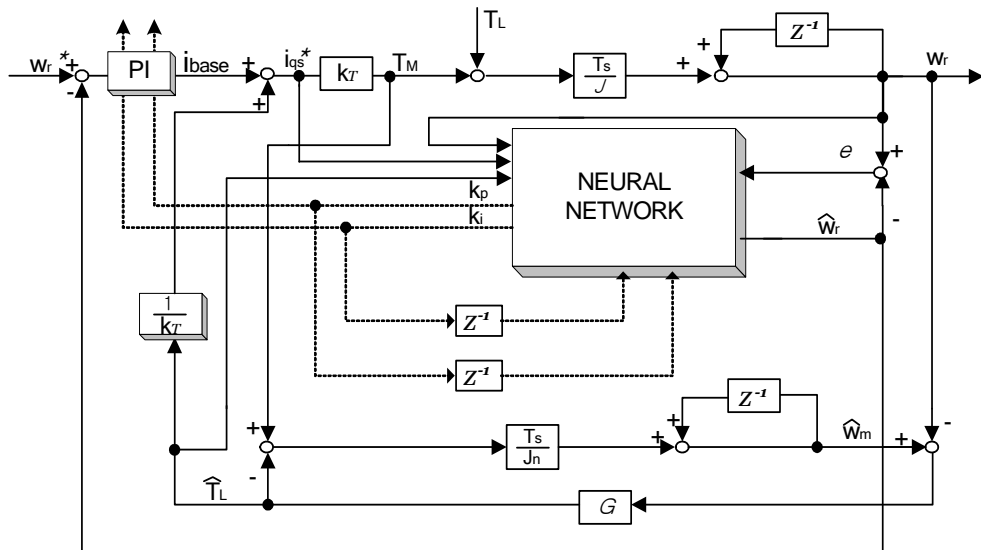


Fig. 3-1 The proposed adaptive controller

3.1 이산치형 부하토크 관측기

3.1.1 부분 관측기

제한된 시스템에는 부하토크의 실시간 관측을 위해 부하토크 관측기가 부가되어 있다. 관측기는 제어대상의 입력과 출력으로부터 내부상태를 간접적으로 추정하는 필터를 말한다. 주어지는 제어대상은 식 (3-1) 및 식 (3-2)와 같은 선형 다변수시불변 시스템으로 한다.

$$\frac{d}{dt}x(t) = A_c x(t) + B_c u(t) \quad (3-1)$$

$$y(t) = C_c x(t) \quad (3-2)$$

위 식에서 $x, u, y(x \in R^n, u \in R^m, y \in R^p)$ 는 각각 제어대상의 상태벡터, 제어입력, 출력벡터이다. 식 (3-1) 및 식 (3-2)의 연속시간 미분형태의 상태방정식을 이산치형 모델로 변환하면 다음과 같은 식이 된다.

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (3-3)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (3-4)$$

여기에서,

$$t = kT_s (k=0, 1, 2, 3, \dots)$$

$$A = e^{A_c T_s}, B = \int_{T_s}^0 e^{A_c \tau} B_c d\tau, C = C_c$$

이며, 이때 T_s 는 샘플링 시간이며 만일 이 값이 매우 작다면 급수 전개

상태의 3항 이상을 무시하면 식 (3-5)와 같다.

$$A = I + A_c T_c, B = B_c T_s \quad (3-5)$$

(I: 단위 행렬, A: n x n 계수행렬, B: n x m 계수행렬, C: p x n 계수행렬)

식 (3-3) 및 식 (3-4)에서 $x_1 \sim x_q$ 를 가관측인 상태변수 X_1 , $x_{q+1} \sim x_n$ 을 직접 관측이 불가능한 상태변수 X_2 로 분리하여 상태방정식 및 출력방정식이 다음과 같은 선형 시스템을 고려한다.

$$\begin{bmatrix} X_1(k+1) \\ X_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u(k) \quad (3-6)$$

$$y(k) = [C_1 \ C_2] \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

(X_1 : q 벡터, X_2 : n - q 벡터, A_{11} : q x q 벡터, A_{12} : q x (n - q) 벡터,
 A_{21} : (n - q) x q 벡터, A_{22} : (n - q) x (n - q) 벡터, B_1 : q x m 벡터,
 B_2 : (n - q) x m 벡터, C_1 : p x q 벡터, C_2 : p x (n - q) 벡터)

식 (3-6) 및 식 (3-7)로 표시되는 이산치형 시스템에 대하여 고포나스 (Gopinath) 방법에 의한 부분 관측기를 구성하면

$$\begin{aligned} \zeta(k+1) = & (A_{21} - GA_{22} + GA_{11} - GA_{12}G)x_1(k) \\ & + (A_{22} + GA_{12})\zeta(k) + (B_2 + GB_1)u(k) \end{aligned} \quad (3-8)$$

$$\widehat{X}_2(k) = \zeta(k) - GX_1(k) \quad (3-9)$$

($\zeta(k)$: 매개변수, (n - q) 관측기 상태벡터,

G: (n - q) x q 귀환 이득 행렬, $\widehat{X}_2(k)$: X_2 의 추정치)

로 되며, 식(3-8) 및 식 (3-9)에 의해 관측기를 구성할 수 있고, 식 (3-9)에 의해 \widehat{X}_2 를 얻을 수 있다.

3.1.2 부분 관측기를 이용한 속도제어 시스템

유도전동기의 벡터제어시 회전자 저항변동에 대한 보상이 이상적이라면 유도전동기의 응답특성은 직류전동기와 유사하게 되어 유도전동기의 토크 발생은 Fig. 3-2처럼 직류전동기의 모델로 단순화시킬 수 있다.

따라서 마찰계수를 무시하고 관성모멘트가 J 인 전동기가 부하를 구동할 때 전동기 구동시스템 모델은 Fig. 3-2와 같이 나타낼 수 있으며 라플라스 형태로 변환된 기계적 동특성은 다음과 같이 표현할 수 있다.

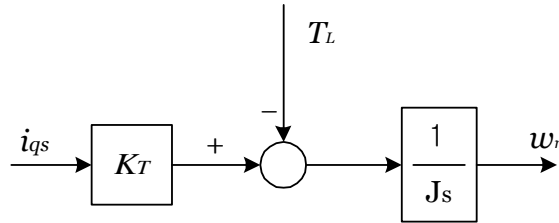


Fig. 3-2 Block diagram of plant

$$\omega_r = \frac{1}{J_s}(T_M - T_L) \quad (3-10)$$

Fig. 3.1의 부하외란 T_L 이 외란으로서 작용하는 시스템의 경우에 부하외란 T_L 에 해당하는 전류성분 i_L 를 피드포워드 하는 것에 의해서 부하외란 T_L 을 보정할 수 있다. 부하외란 T_L 이 추정되면 식 (3-11)에 의해 속도추정이 가능하고, 이를 이산계의 상태방정식으로 나타내면 식 (3-12)로 표현될 수 있다.

$$\hat{\omega}_m = \frac{1}{J_n s} (T_M - \hat{T}_L) \quad (3-11)$$

$$\hat{\omega}_m(k+1) = \hat{\omega}_m(k) + \frac{T_s}{J_n} (T_M(k) - \hat{T}_L(k)) \quad (3-12)$$

($\hat{\omega}_m$: 관측기 출력, J_n : 관측기 관성, \hat{T}_L : 부하외란 추정치)

그러나 이러한 시스템을 구현하기 위해서는 부하외란 T_L 을 미지의 입력변수로부터 가관측인 상태변수로 변환하여야 한다. 샘플링 주기 T_s 사이에서 부하외란의 변화가 완만하다고 가정하면 부하외란을 스텝상의 함수로 근사하면 다음 식과 같이 정의할 수 있다.

$$T_L(k+1) = T_L(k) \quad (3-13)$$

식 (3-12), 식 (3-13)의 관계로부터 부하외란을 상태변수로 취한 상태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \omega_r(k+1) \\ T_L(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r(k) \\ T_L(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} T_M(k) \quad (3-14)$$

$$\omega_r(k) = Cx(k) \quad (3-15)$$

여기서,

$$A_{11} = 1, A_{12} = \frac{-T_s}{J}, B_1 = \frac{T_s}{J}, C = [1 \ 0], x(k) = \begin{bmatrix} \omega_r(k) \\ T_L(k) \end{bmatrix}$$

이며, T_M 은 전동기의 발생토크이다. 식 (3-14), 식 (3-15)는 가관측 시스템이므로 관측기를 구성하여 T_L 을 추정할 수 있다. 즉, 식 (3-8)에 위 전동기 구동 시스템을 적용하면

$$\zeta(k+1) = \zeta(k) + G \frac{T_s}{T_n} [-\{\zeta(k) - G\omega_r(k)\} + T_M(k)] \quad (3-16)$$

으로 표현된다. 여기서, 식 (3-16)의 우변 { }항은 식 (3-9)에서 $\hat{x}_2(k)$ 이므로 이를 부하외란 추정치 $\hat{T}_L(k)$ 로 치환하면 식 (3-17)이 되고 부하외란 추정치 \hat{T}_L 은 식 (3-18)로 된다.

$$\zeta(k+1) = \zeta(k) + G \frac{T_s}{T_n} \{T_M(k) - \hat{T}_L(k)\} \quad (3-17)$$

$$\hat{T}_L(k) = \zeta(k) - G\omega_r(k) \quad (3-18)$$

식 (3-12)와 식 (3-17)의 관계로부터 매개변수 ζ 는 $G\hat{\omega}_m$ 이 되므로 식 (3-18)의 부하외란 추정치 \hat{T}_L 은 식 (3-19)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{T}_L(k) = G\{\hat{\omega}_m(k) - \omega_r(k)\} \quad (3-19)$$

부하외란이 인가되면 관측기에서 전동기 토크와 실제속도를 이용하여 부하외란을 추정하고, 추정된 부하외란의 전류성분 i_T 를 속도 제어계의 토크 전류 i_Δ 에 피드포워드 함으로써 다음 식으로 나타내는 실제 토크 지령값이 얻어진다.

$$i_{qs}^* = i_\Delta + i_T \quad (3-20)$$

3.2 Neural estimator 설계

3.2.2 Neural network의 구성

Field-oriented control 이론을 이용한 유도전동기의 dynamic modeling은 식 (3-21)과 같다^{[10][11]}.

$$w_r(s) = \frac{K_t i_{qs}(s) - T_L(s)}{Js + B} \quad (3-21)$$

위 식을 이산치 형태로 나타내면 다음과 같이 되고,

$$w_r(z) = \frac{d_1 i_{qs}(z) + d_2 T_z(z)}{z - c_1} = \frac{d_1 z^{-1} i_{qs}(z) + d_2 z^{-1} T_z(z)}{1 - z^{-1} c_1} \quad (3-22)$$

여기서,

$$\theta_1 = e^{-\frac{T_s B}{J}}$$

$$\theta_2 = \frac{K_t(1 - \theta_1)}{B}$$

$$\theta_3 = -\frac{1 - \theta_1}{B}$$

위 식을 이용하여 k 번째 시간에서의 $w_r(k)$ 을 구하면 식 (3-23)과 같다.

$$\begin{aligned} w_r(k) &= \theta_1 w_r(k-1) + \theta_2 i_{qs}(K-1) + \theta_3 T_L(K-1) \\ &= x(k-1) \theta^T \end{aligned} \quad (3-23)$$

$$\theta = [\theta_1, \theta_2, \theta_3]^T$$

$$x(k-1) = [w_r(k-1), i_{qs}(k-1), T_L(k-1)]$$

만약 부하토크 TL이 한 샘플링동안 일정하다고 가정하면 식 (3-23)에서 $w_r(k)$ 을 추정할 수 있으나, 실제에서는 부하토크가 항상 변할 수 있고, 파라미터로 사용되는 c_1, d_1, d_2 도 알 수 없으므로 이를 추종하기 위해 Neural network을 이용한 신경망 추정기를 설계한다. 이 추정기는 입력층과 출력층의 2층으로 구성된 단층 신경망으로, Fig. 3-3은 제안한 추정기의 모델링이다.

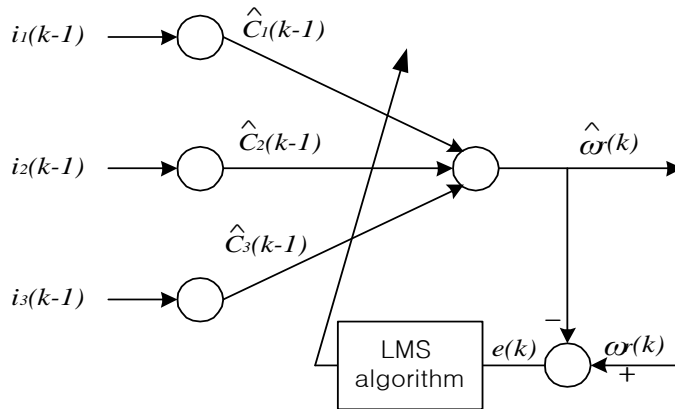


Fig. 3-3 The model of a plant neural estimator

그림에서 보듯이 입력층은 $i(k-1)$ 행렬을 사용하여

$$\begin{aligned} i(k-1) &= [i_1(k-1), i_2(k-1), i_3(k-1)] \\ &= [w_r(k-1), i_{qs}(k-1), \widehat{T}_L(k-1)] \end{aligned} \quad (3-24)$$

이고, 연결강도는 $\hat{c}(k-1)$ 행렬을 사용하여 구하면 식 (3-25)와 같다.

$$\begin{aligned}\hat{c}(k-1) &= [\hat{c}_1(k-1), \hat{c}_2(k-1), \hat{c}_3(k-1)]^T \\ &= [d_0, d_1, d_2]^T\end{aligned}\quad (3-25)$$

최종 출력 $\hat{w}_r(k)$ 은

$$\hat{w}_r(k) = \sum_{i=1}^3 i_i(k-1) \hat{c}_i(k-1) \quad (3-26)$$

이고, 최종 출력인 $\hat{w}_r(k)$ 와 실제의 $w_r(k)$ 을 비교하여 에러값

$$e(k) = w_r(k) - \hat{w}_r(k) \quad (3-27)$$

을 구하고, LMS 알고리즘을 이용하여 연결강도를 조정하여 에러 값 $e(k)$ 가 0에 접근하도록 학습을 한다.

LMS 알고리즘에 의한 k번째 학습시의 연결강도 $\hat{c}(k)$ 는 다음과 같다.

$$\hat{c}(k) = \hat{c}(k-1) + \alpha i(k-1) e(k) \quad (3-28)$$

여기에서, α 는 학습률(learning rate)이다.

3.2.3 제어기 파라미터의 보정

Fig. 3-1에서 입력과 출력의 관계식은 식 (3-29)와 같다.

$$w_r(z) = \frac{k_p d_1 (z - (1 - k_i \frac{T_s}{k_p})) w_r^*(z)}{z^2 - (1 + c_1 - k_p d_1)z + [c_1 + d_1 (k_i T_s - k_p)]} \quad (3-29)$$

또, Z 평면상에서의 두 개의 극점을 가지는 특성방정식 $\alpha_c(z)$ 를 세워보면 식 (3-30)과 같다.

$$\alpha_c(z) = (z - p_1)(z - p_1^*) = z^2 - (p_1 + p_1^*)z + p_1 p_1^* \quad (3-30)$$

특성방정식 식 (3-31)과 식 (3-32)의 분모를 비교하면 식 (3-33)과 식 (3-34)를 얻을 수 있다.

$$p_1 + p_1^* = 2e^{-\zeta w_n T_s} \cos(w_n T_s \sqrt{1 - \zeta^2}) = 1 + c_1 - d_1 k_p \quad (3-31)$$

$$p_1 p_1^* = e^{-2\zeta w_n T_s} = c_1 + d_1 (k_i - k_p) \quad (3-32)$$

이 식에서 ζ 는 감쇠비이고 w_n 은 비감쇠고유진동수이다. 위 식에서 제어기 파라미터 k_p 와 k_i 그리고 추정토크상수 k_m 을 구하면 식 (3-33)과 같다.

$$\begin{aligned} k_p(k) &= \frac{1}{\hat{c}_2(k-1)} [1 + \hat{c}_1(k-1) - 2k_1 \cos(k_2 k_3 T_s)] \\ k_i(k) &= \frac{1}{\hat{c}_2(k-1) T_s} [k_4 - \hat{c}_1(k-1) + \hat{c}_1(k-1) k_p(k-1)] \\ k_m(k) &= -\frac{\hat{c}_1(k-1)}{\hat{c}_2(k-1)} \end{aligned} \quad (3-33)$$

여기서,

$$k_1 = e^{-\frac{k_i(k-1)k_m(k-1)T_s}{2J}}$$

$$k_2 = \sqrt{\frac{k_i(k-1)k_m(k-1)}{J}}$$

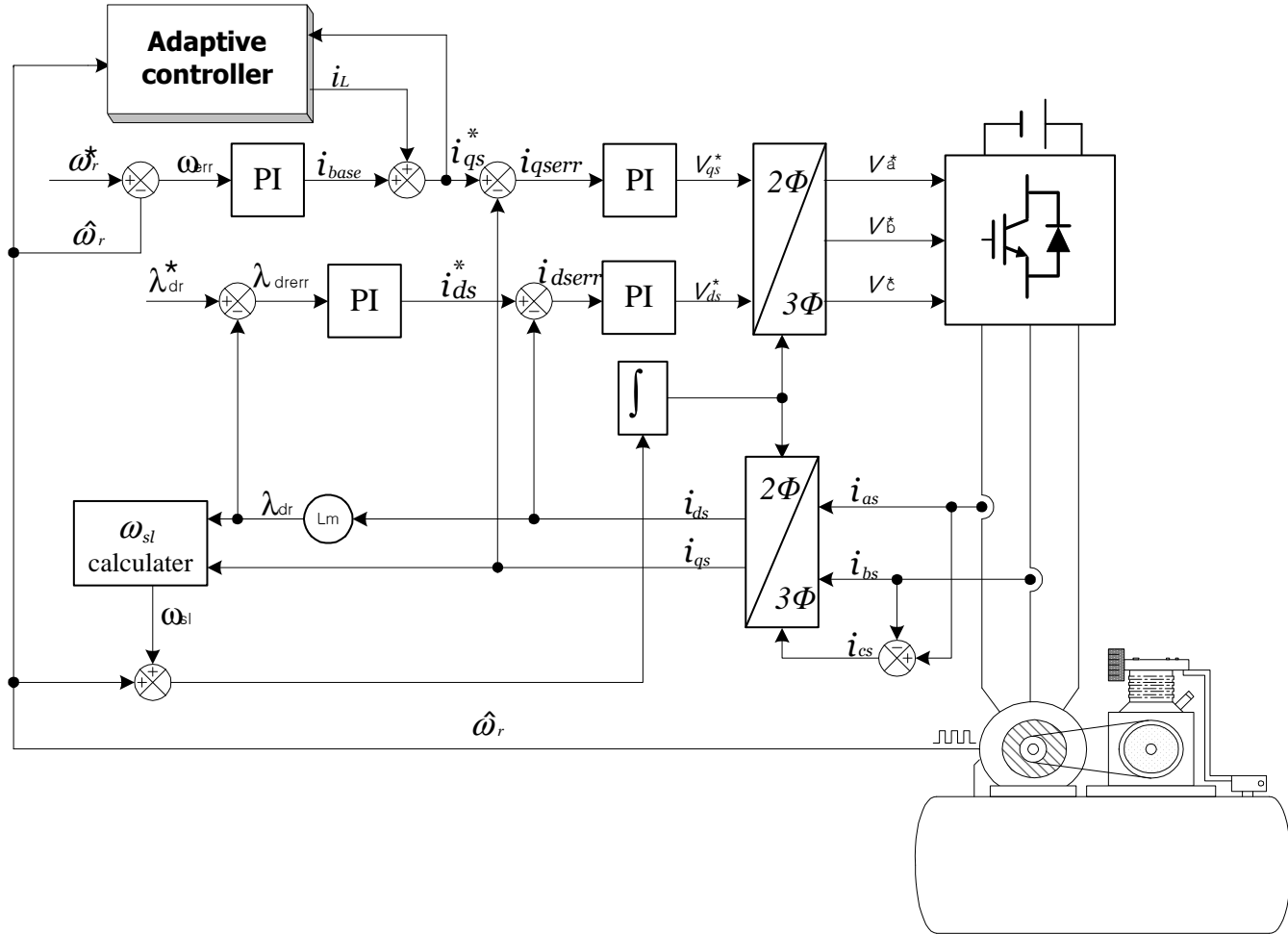
$$k_3 = \sqrt{1 - \frac{k_m(k-1)k_i(k-1)^2}{4Jk_p(k-1)}}$$

$$k_4 = e^{-\frac{k_i(k-1)k_m(k-1)T_s}{J}}$$

본 논문에서 제안한 적응제어기를 부가시킨 유도전동기의 간접벡터제어 시스템의 블록도는 Fig. 3-4와 같다. 본 시스템은 부하토크 관측기와 신경망 학습기로 구성된 속도적응제어기와, 기본 벡터제어부분으로 구성되어 있다.

속도 엔코더로부터 들어온 실제의 속도와 신경망에서 연산한 추정속도를 비교하여 그 오차를 LMS 알고리즘을 이용하여 최적의 PI 이득과 토크상수를 추정하도록 연결 강도를 조절한다. 여기에서 구한 PI 이득과 토크상수 값을 전류제어 루프에 피드 포워드시킨다. 부하 토크 관측기에서는 부하 토크를 추정하여 이를 i_{qs}^* 전류에 부하토크분 전류 i_L 을 보상함으로써 전동기가 부하변동에 더욱 강인한 특성을 가지도록 한다. 여기에서 구한 지령전류 i_{qs}^* , i_{ds}^* 는 다시 PI 제어기를 거쳐서 기준전압으로 변환한 후 상변환을 통해 고정좌표계에 대한 지령전압을 얻는다. 다시 변환과정을 거쳐 3상의 지령전압을 얻고 앞에서 언급한 PWM 스위칭 방식을 이용하여 구한 스위칭 시간에 따라 인버터를 동작시켜 전동기를 운전한다.

Fig. 3-3 Schematic diagram of proposed Vector control system



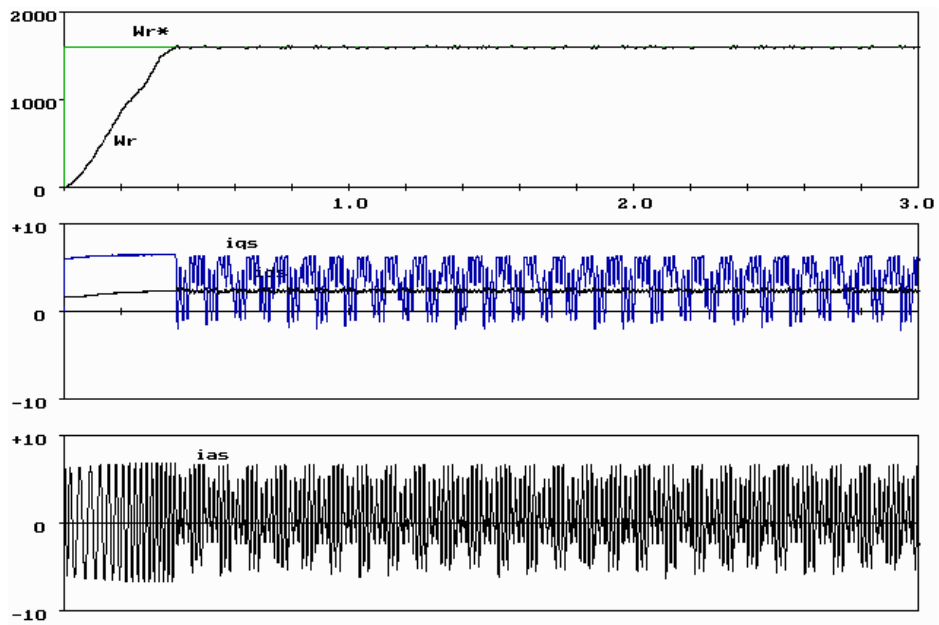
4. 시뮬레이션 및 시스템 구현

4.1 시뮬레이션

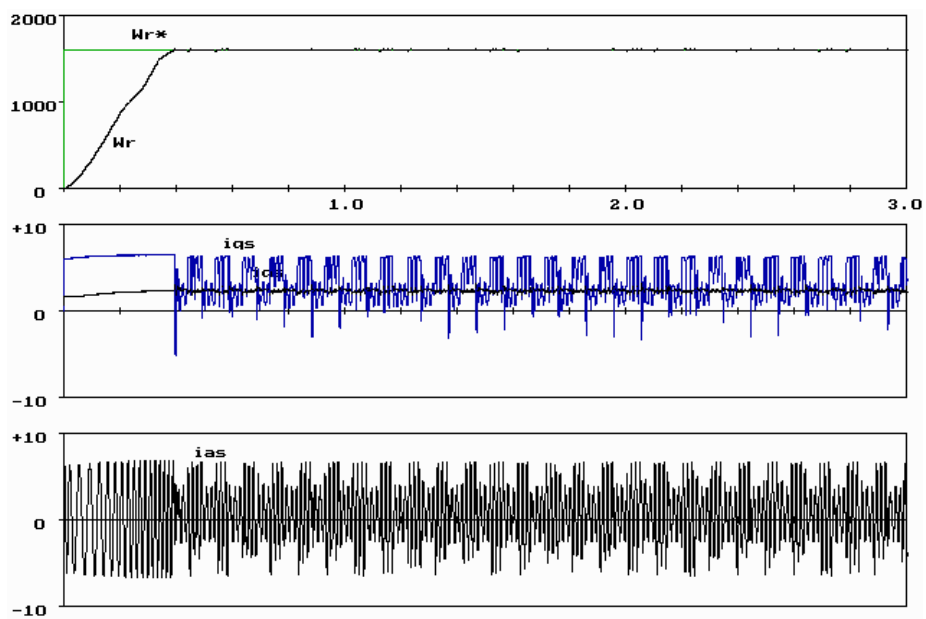
본 장에서는 제안한 방법의 타당성을 검증하기 위해 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션은 C 언어를 사용하여 수행하였고, 일반 PI제어기와 적응제어기를 부가한 경우에 대하여 각각의 특성을 비교 분석하였다. 제어기 내의 속도제어주기는 2 [ms], 전류제어주기는 200 [μ s]로 설정하였다. 기준의 속도제어기의 이득은 k_p 는 400, k_i 는 1.2 을 사용하였고, 적응제어기에 있어서는 학습률 α 는 0.1, 초기의 연결강도 $\hat{c}_1(k-1), \hat{c}_2(k-1), \hat{c}_3(k-1)$ 는 각각 0.2, 0.002, -0.2를 사용하였다. Table 4-1은 시뮬레이션에 사용된 불평형 부하를 포함한 유도전동기의 정격과 파라미터 값이다^[12].

Table 4-1 Parameters and ratings of sample induction motor including air compressor system

Parameters and ratings	Values
정격 출력 [Hp] / 극 수	1 / 4
정격 전압 [V] / 전류 [A]	220 / 2.8
정격 속도 [rpm]	1800
고정자저항 R_1 [Ω]	9.9
Weight m [kg]	6
회전자저항 R_2 [Ω]	7.54
고정자인덕턴스 L_s [mH]	270
회전자인덕턴스 L_r [mH]	282
상호인덕턴스 M [mH]	250
관성모멘트 J /kg·m	0.0051

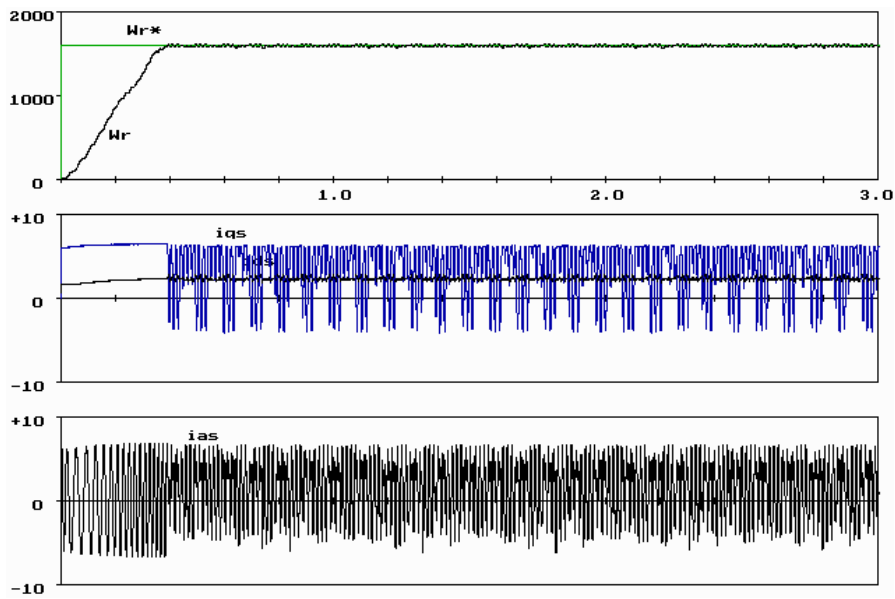


(a) General PI controller

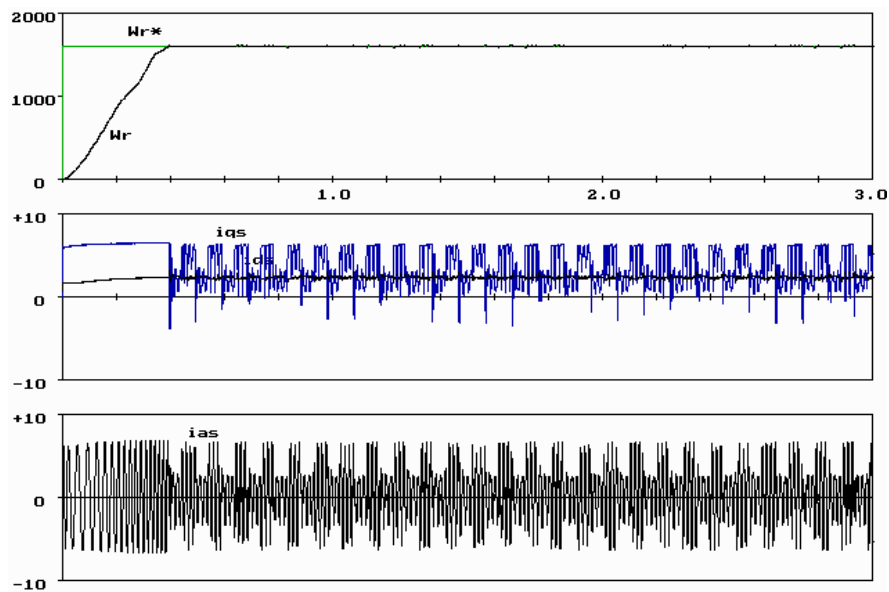


(b) Proposed adaptive controller

Fig. 4-1 Simulation results when the weight is 6[kg]



(a) General PI controller



(b) Proposed adaptive controller

Fig. 4-2 Simulation results when the weight is 9[kg]

시뮬레이션 파형은 목표 RPM을 1800으로 설정하고, 편심의 무게에 따라 부하 토크 변화정도가 달라질 때, (a)는 일반적인 PI제어만을 행했을 때이며, (b)는 제안한 적응제어기를 사용했을 경우이다. 위에서부터 전동기의 속도, i_{qs}, i_{ds} 그리고 상전류 i_{as} 의 파형이다.

Fig. 4-1은 편심의 무게가 6[kg]일 때 시뮬레이션 파형이다. PI제어만을 행했을 때는 정상상태 도달할 때까지 415[ms]정도의 시간이 걸리고 정상상태 속도리플은 15[rpm]이다. 이에 비해 적응제어기를 부가하여 수행했을 때는 약 400[ms]정도로 걸리고 정상상태 속도리플은 5[rpm]이다. 제안한 알고리즘을 사용한 경우가 PI 제어기만 사용하였을 경우보다 목표 RPM을 추종하는 속도뿐만 아니라 속도 리플 오차가 적다.

Fig. 4-2는 편심의 무게가 9[kg]일 때 시뮬레이션 파형이다. PI제어만을 행했을 때는 정상상태 도달할 때까지 420[ms]정도의 시간이 걸리고 정상상태 속도리플은 25[rpm]이다. 이에 비해 적응제어기를 부가하여 수행했을 때는 약 400[ms]정도로 걸리고 정상상태 속도 리플은 5[rpm]이다.

4.2 시스템 구현

본 논문에서 제안한 알고리즘을 적용한 시스템을 구현하기로 한다. 하드웨어부분은 전원회로, 마이크로프로세서, SVPWM 인버터 그리고 이 두 부분을 연결하는 인터페이스회로를 주축으로 프로그램의 다운로드를 위한 퍼스널컴퓨터(PC), 신호 입·출력부 및 전원장치로 구성되어 있다. 제어프로그램의 모든 소프트웨어는 속도를 고려하고 하드웨어의 제어가 용이하도록 TMS320C31의 어셈블리어언어를 사용하여 작성하였으며, 속도제어주기는 2[ms]이고, 전류제어주기는 200[μ s]로 설정하였다^[13].

하드웨어 사진은 Fig. 4-5 Fig. 4-7 Fig. 4-8 나타내었다.

4.2.1 전원부

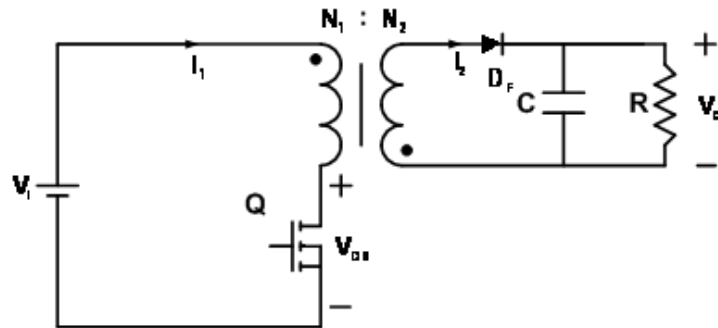


Fig. 4-3 Flyback Converter

Fig. 4-3은 부스트컨버터의 변압기 절연된 버전의 Flyback Converter의 기본회로이다. 변압기의 자화인덕턴스 성분을 부스트 인덕터로 활용하며, 스위치가 on 되면 변압기의 자화 인덕턴스가 충전되고, 스위치가 off되면 자화 인덕턴스의 전류가 변압기 2차 측으로 넘어가면서 $V_o = N \cdot D \cdot V_i / (1 - D)$

의 출력전압을 만들어낸다. 입출력 절연이 되고 가장 부품수가 적은 회로라서 실제 제품에 가장 많이 쓰이는 회로이다.

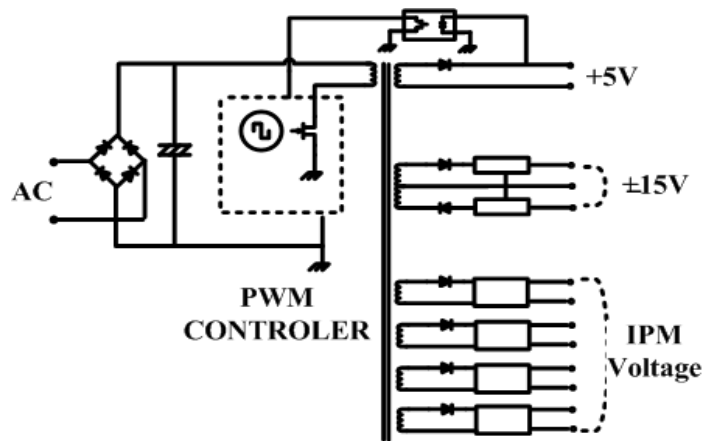


Fig. 4-4 Design of Flyback Circuit



Fig. 4-5 Photograph of Flyback

Fig. 4-4는 절연된 인버터 전압을 만들어 내기 위해 설계된 Flyback Converter이다. 본 논문에서는 마이크로 프로세서부 전원 5V를 Flyback Converter로 구성하고, 센서 및 AD컨버터 전원 ±15와 인버터부 구동을 위하여 절연된 전압 15V를 4라인을 변압기 설계를 통해 제작하였다.

4.2.1 제어부

제어회로의 핵심으로 모든 수학적 연산처리가 행해지고 제어시스템 전체의 제어가 이곳으로부터 이루어지게 되므로 CPU는 고속의 부동소수점연산이 가능한 Texas Instrument사의 32비트 DSP인 TMS320C31을 사용하였다^{[14]~[16]}. 외부로부터 센싱된 값이나 지령치를 CPU로 전달하거나 현재의 제어상태의 표시는 인터페이스 회로를 통한다. 가능한 모든 기능을 디지털 소자인 Altera사의 EPLD (Erasable Programmable Logic Device)내에 집적시켰으며, 정밀측정을 요하는 전류센서부나 직류전압 검출부에 사용되는 저항은 1%정밀저항을 사용하였다.

CPU는 리셋회로, 클럭발생회로와 프로그램 다운로드를 위한 PC가 연결되어 있으며, 이곳으로부터는 어드레스신호, 데이터신호, 제어신호 및 EPLD신호의 입·출력이 행해지고 있다. DC 링크단의 전압, 전동기 상전류 및 외부 속도지령의 아날로그신호는 A/D 컨버터를 통하여 EPLD로 전달된다. 또한 SVPWM 인버터 스위칭을 위한 게이팅 신호도 EPLD내에서 시간으로 정량화되어 포토커플러를 통해 IPM으로 전달된다.

4.2.2 전력변환부

실제적인 유도전동기의 가변속구동이 가능하게 되는 부분으로 크게 컨버터, 인버터 그리고 DC 링크단으로 구성하였으며, 그 개략도를 나타내면 Fig. 4-6과 같다^[17].

컨버터와 인버터부분은 부피 및 내 노이즈성을 고려하여 컴팩트한 모듈을 사용하였으며, 컨버터에 사용된 브릿지 다이오드 모듈은 SanRex사의 800[V], 40[A]용량의 DF40BA80을 사용하였다. 3상 인버터용 IGBT (Insu

-lated Gate Bipolar Transistor) 모듈은 자체적으로 게이트 드라이브 회로와 보호회로, 그리고 발전제동용 IGBT까지 내장하고 있는 IPM(Intelligent Power Module)으로 Mitsubishi 사의 600[V], 75[A] 용량의 PM75RSA060을 사용하여 매우 간단한 구조로 하였다. 컨버터용 다이오드모듈에서는 단순히 교류를 직류로 바꾸는 역할을 하므로 DC링크단의 전압 평활을 위해서 평활용 콘덴서를 사용하였다. 평활용 콘덴서는 450[WV], 2400[μ F], 85 $^{\circ}$ C의 전해콘덴서를 사용하였다. 이와 같이, 정전용량이 큰 콘덴서를 사용할 경우에는 전원투입시 큰 돌입전류가 흐르게 되므로 다이오드모듈이 파괴되고 만다. 따라서 돌입전류 방지를 위하여 인버터와 평활용 콘덴서 사이에 300[W], 10[Ω]의 저항을 직렬로 삽입하여 돌입 전류를 제한하였다. 돌입전류 방지저항의 동작회로는 EPLD내에서 처리를 하였다.

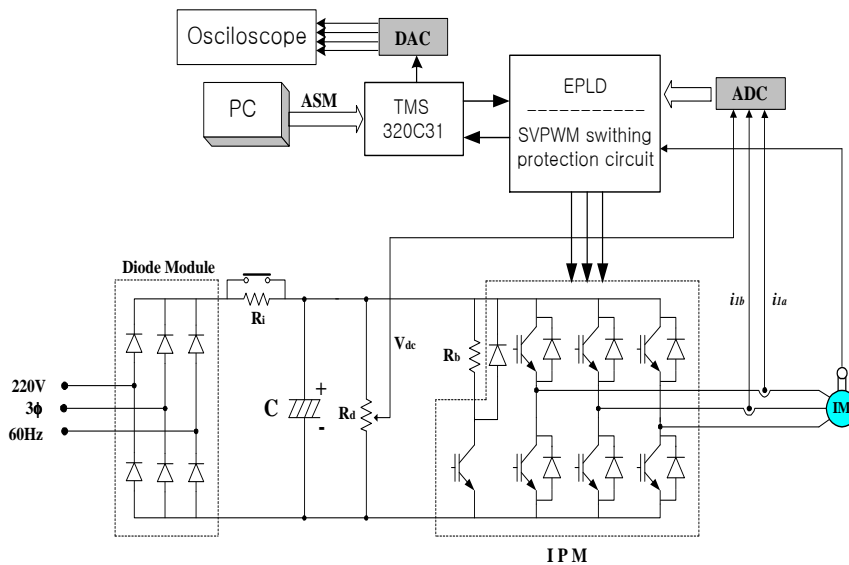


Fig. 4-6 Schematic diagram of IM motor servo system

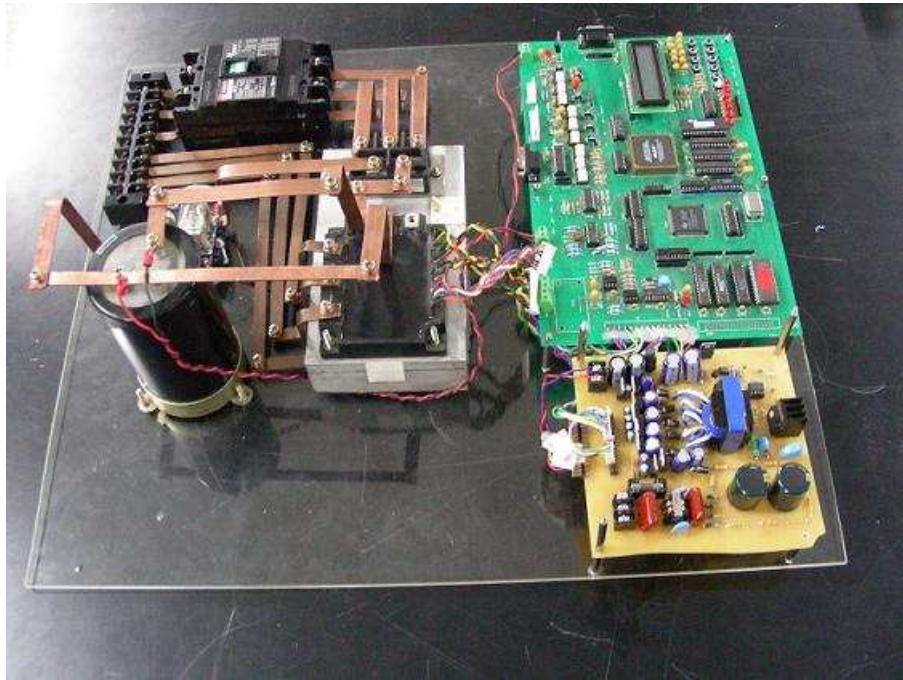


Fig. 4-7 Photograph of hardware



Fig. 4-8 Photograph of air-compressor

4.2.3 프로그램

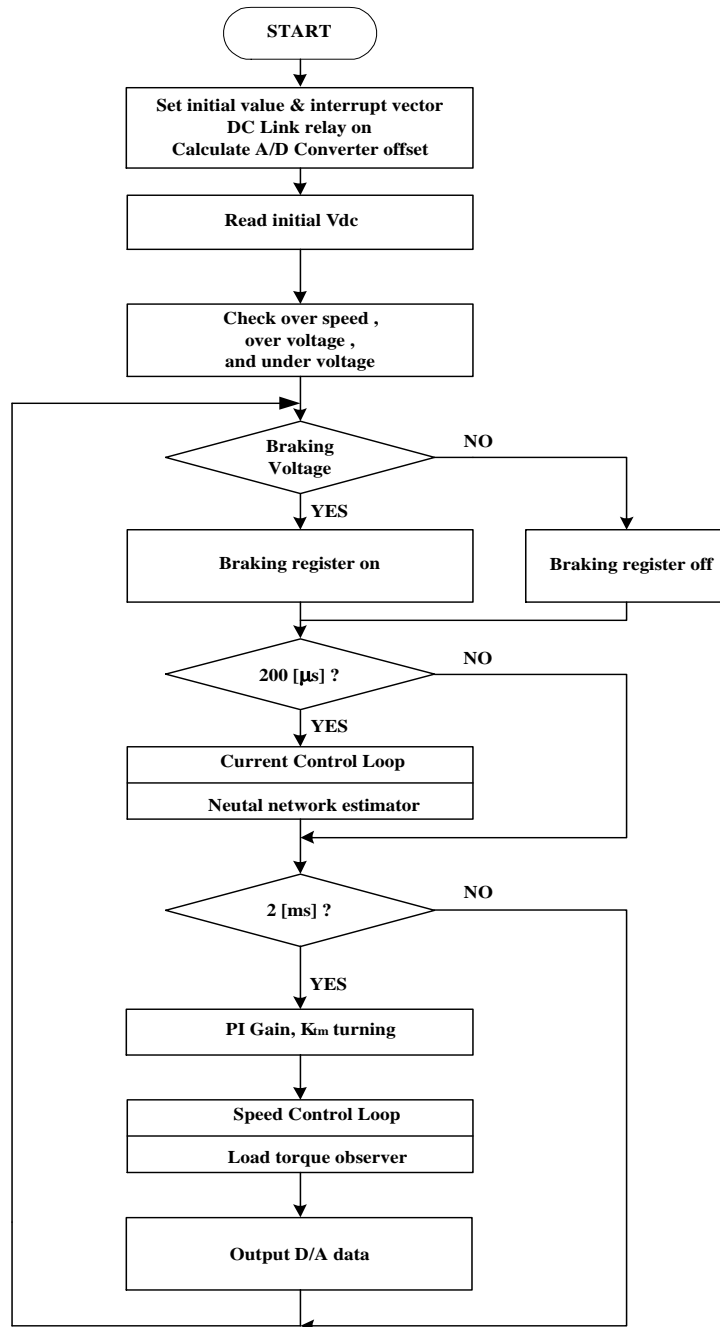


Fig. 4-9 Flow chart of main loop

프로그램의 길이 및 실행속도를 고려하여 본 시스템에서는 모든 제어 프로그램을 TI사의 TMS320C31 어셈블리어언어를 사용하여 작성하였다^{[18][19]}. 프로그램의 개발과정 중 수정을 고려하여 퍼스널 컴퓨터에서 프로그램을 작성하고 시리얼 부팅으로 CPU내의 내부 RAM 이나 CPU외부에 부착되어있는 외부 RAM으로부터 프로그램을 실행하도록 하였다. Fig. 4-9는 주 프로그램의 흐름도를 나타내고 있다.

4.3 실험 결과

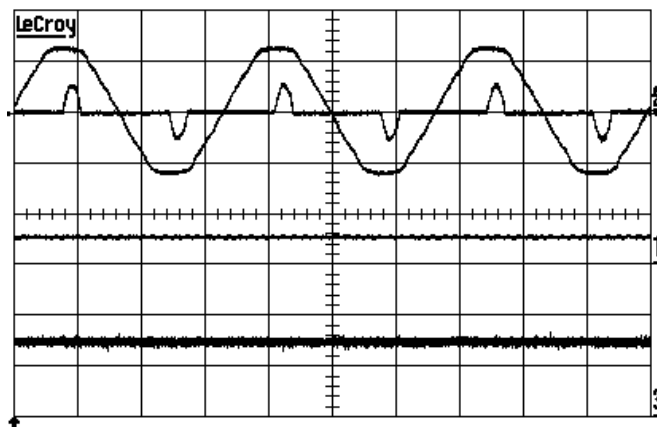


Fig. 4-10 Waveform of Flyback Input & Output

Time Division : 5ms

Input Voltage : 223.3 [v] CH2

Input Current : 179 [mA] CH4

Output Voltage 1 : 5 [V] CH1

Output Voltage 2 : 15 [V] CH3

Fig. 4-10은 입력 전력을 보기위한 입력 전압전류 파형과 절연된 출력 전압 5[V]와 절연된 전압을 사용하는 인버터부 15[V]를 differential probe 를 사용하여 측정한 파형이다.

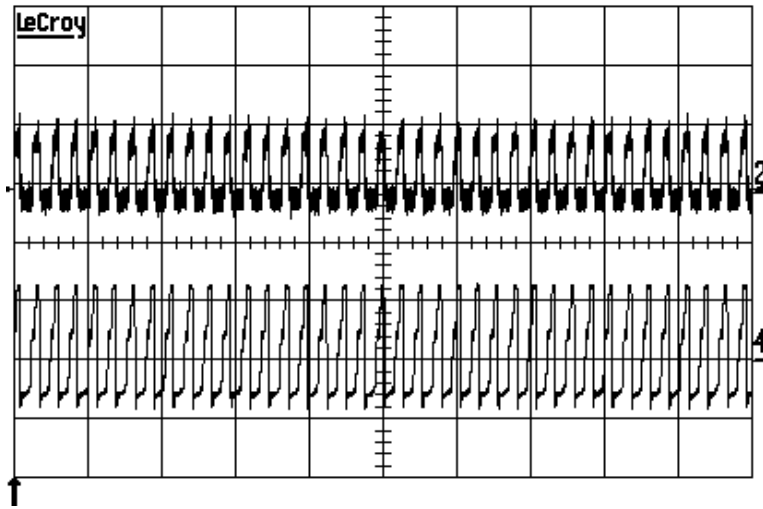


Fig. 4-11 Waveform of Flyback switching Pulse & transformer primary side

Time Division : 50[μ s]

Flyback Gate Pulse : 77.5 [kHz] CH2(5V/div)

Primary side Voltage : 77.5 [kHz] CH4(250V/div)

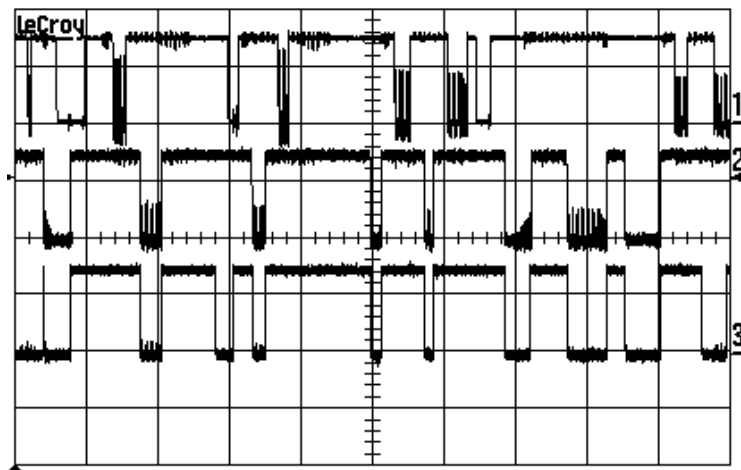


Fig. 4-12. Waveform of switching pulse
SVPWM phase A,B,C

Fig. 4-11은 Flyback의 2차측 출력전압을 5[V]로 정전압으로 유지를 위해 Feedback하여 1차측에 전압을 제어하는 Switching Pulse와 1차측 권선에 걸리는 전압을 측정한 파형이다.

Fig. 4-12는 스위칭 펄스 파형이다. 인버터의 A,B,C상의 상위 스위칭소자에 입력되는 3상 대칭법 계산에 의해 발생한 펄스이다.

5. 결 론

본 논문에서는 불평형 부하 구동용 유도전동기의 강인한 속도 제어를 위해 적응제어기를 부가한 벡터제어 시스템의 구현을 위해 부하토크 관측기를 사용하여 제어기를 구성하여 단순 PI제어시의 문제점을 개선하여 보다 빠른 응답특성과 속도 리플의 감소를 통한 운전 특성의 향상을 도모하고자 하였다.

컴퓨터 시뮬레이션 및 미흡한 실제 제작을 통해 제안한 방법을 적용하여 실험한 결과 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

1. 3상 유도전동기 인버터부 제어를 위한 전원장치를 Flyback 컨버터 방식을 적용하여 DPS보드의 전원 5[V],±15[V],±12[V]와 인버터부의 전원 15[V] 4라인이 출력되는 단일 전원장치를 설계하여 원하는 전압을 사용할 수 있게 하였다.

2. 시뮬레이션 결과 편심부하의 무게가 6[kg]과 9[kg]일 경우, 제안된 방법이 기존 방법에 비하여 정상상태에 도달하는 시간이 각각 15[ms]와 20[ms] 더 빨라짐을 알 수 있고, 정상 상태에서의 속도편차는 각각 10[rpm]과 20[rpm]이 더 작게 나타나서 제안된 방법의 우수성을 확인할 수 있었다.

향후에는 제작된 하드웨어 시스템에 시뮬레이션에 적용한 결과값을 적용한 실험을 수행하여 속도제어의 강인성을 비교 분석하고자 하며, 이를 바탕으로 선박에서 발생하는 진동을 감쇄 할 수 있도록 유도전동기의 위상제어를 수행하고자 한다.

참 고 문 헌

- [1] 리씨하우스: 선박의 선체구조 <http://blog.naver.com/resea/20012472737>
- [2] 박영산, “파라미터 적응동정에 의한 유도전동기 제어특성개선에 관한 연구”, 한국해양대학교 대학원, 공학박사학위논문, 2000
- [3] Toshihiko Noguchi, Seiji Kondo, Isao Takasashi, “Field-Oriented Control of an Induction Motor With Robust On-Line Turning on its Parameters”, IEEE. Trans. on Indus. Appl, Vol. 33, No. 1 Jan/Feb, pp. 35-42, 1997
- [4] Peter Vas, “Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines”, Clarendon Press · Oxford, 1993
- [5] Ion Boldea, Syed A. Nasar, “Vector Control of AC Drives”, CRC Press 1992
- [6] Andrzej M. Trzynadlowski, “The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors”, Kluwep Academic Publishers. 1994
- [7] Paresh C. Sen, “Principles of Electric Machines and Power Electronics”, John Wiley & Sons(회중당), Inc. 1997
- [8] 오창석, “뉴로 컴퓨터”, 내하출판사, pp. 65-176, 1996
- [9] Karl Jodan Åström, Björn Wittenmark, “ADAPTIVE CONTROL”, Addison-wesley publishing company. Inc, pp. 4-60, 1995
- [10] Wasin Khan, “Adaptive control of ac motor drives with inverter non-linearities”, IEEE vol.72, pp. 784-798, 1999
- [11] Tsong-Terng Sheu, “Self-tuning Control of Induction Motor Drive Using Neural Network Identifier”, IEEE vol.14, 881-886, 1999
- [12] 전내석, “유도전동기의 기동특성 예측에 관한 연구”, 대한전기학회 하

- 계학술대회논문집, pp.849-851, 2001
- [13] D.W. Novotny and T.A. Lipo, "Vector Control and Dynamic of AC Drives", CLARENDON PRESS · OXFORD, 1996
- [14] "TMS320C3x/4x ASSEMBLY LANGUAGE TOOLS USER'S GUIDE ", Texas Instruments, Co, 1997
- [15] "TMS320C3x/4x USER'S GUIDE", Texas Instruments, Co., 1997
- [16] "TMS320C3x General-purpose Applications", TI Co., 1998
- [17] John G. Kassakian, "Principles of Power Electronics", Addison-Wesley Publishing Co., 1991
- [18] 윤덕용, "TMS320C31 마스터", Ohm 사, 1998
- [19] 백종철, "DSP 하드웨어 설계", (주)싱크웍스, 2003