

가변 링크전압에 의한 센서리스 유도전동기의 저속운전 성능개선

論 文

53B-2-5

Improved Performance of Sensorless Induction Motor Drive in Low Speed Range Using Variable Link Voltage

金相均* · 權營顏**

(Sang-Kyoon Kim · Young-Ahn Kwon)

Abstract - Variable-speed drives are being continually innovated. Recently, sensorless induction motor drives have been much studied due to several advantages. Most sensorless algorithms are based on the mathematical modeling of motors, and all the information is obtained from the monitored voltages and currents. Therefore, the accuracy of such variables largely affects the performance of a sensorless induction motor drive. However, the output voltage of the SVPWM-VSI which is widely used in a sensorless induction motor drive has a considerable error, especially in a low speed range. This paper proposes a variation of the dc link voltage as a high-performance strategy for overcoming the above problem. The proposed strategy leads to an improved resolution of the output voltage of the SVPWM-VSI in a sensorless induction motor drive. Simulation and experiment have been performed for the verification of the proposed strategy.

Key Words : sensorless control, induction motor, SVPWM, variable link voltage

1. 서 론

유도전동기는 구조가 간단하고 견고하며 가격이 저렴한 장점으로 인해 산업 및 수송 등 여러 분야에서 광범위하게 응용되고 있으며 최근에는 위치 및 속도센서를 사용하지 않는 센서리스 제어의 연구가 많이 이루어지고 있다. 유도전동기의 센서리스 제어 방식으로서 고정자 전압 및 전류를 측정하여 전동기 방정식으로부터 자속 및 속도를 추정하는 방식, 유도전동기의 두 모델, 예를 들어 고정자모델과 회전자모델에 의해 구한 추정치의 차이를 적응메카니즘에 적용시킴으로써 속도를 추정하는 방식, 관측기에 의해 회전자자속을 추정하고 고정자전류 오차와 회전자자속을 이용하여 속도정보를 얻는 방식, 입출력이 잡음의 영향을 받을 경우에 최적의 필터링 알고리즘인 칼만 필터를 이용하는 방식, 전동기 슬롯에 의한 톨력턴스 변화로 야기되는 전압 및 전류 고조파를 측정하여 속도를 추정하는 방식, 가변구조제어를 활용한 방식, 자속 및 톨크 직접제어를 활용한 방식 및 인공지능을 활용한 방식 등이 있다[1-5]. 이러한 대부분의 센서리스 제어방식은 전동기 방정식으로부터 상전압, 상전류 정보를 근거로 하여 회전자 속도와 위치를 추정하게 된다. 따라서 이러한 변수의 정밀도는 센서리스 유도전동기의 구동 성능에 큰 영향을 주게 되므로 이들의 오차 감소는 매우 중요한 연구대상이다. 한편, 유도전동기 구동시스템에서 전동기에 직접 연계되는 인버터는 전동기의 고성능 운전을 위하여 임의의 전압벡터 구현이 용

이한 SVPWM-VSI (Space Vector Pulse Width Modulation of Voltage Source Inverter) 방식이 널리 사용되고 있다. 그러나 유도전동기에 인가되는 SVPWM-VSI의 출력전압은 저속에서 상당한 오차를 가진다. 일반적으로 유도전동기의 센서리스 운전은 역기전력이 큰 고속 운전영역에서 전동기 단자의 물리량에 대한 정보가 비교적 정확하고 지령전압이 높아서 전동기 파라미터의 영향이 작고, 인버터 출력전압의 오차에 의한 영향이 상대적으로 작게 나타나므로 고성능의 운전이 가능하다. 그러나 역기전력이 작아지는 저속 운전영역에서는 고정자 임피던스 전압강하의 영향뿐만 아니라 지령전압이 작아서 인버터 출력전압 오차의 영향이 크게 작용하므로 상대적으로 저하된 운전성능을 나타낸다[6-10]. 근래에 저속 운전영역에서 성능개선을 위한 여러 방식이 연구되었으며 PWM 인버터의 개선을 위하여 소자의 전압강하와 데드타임의 보상에 의한 출력전압 개선 등이 이루어졌다[11-18].

본 논문은 센서리스 유도전동기의 저속 운전영역에서의 성능개선에 관한 연구로서 센서리스 운전성능에 영향을 미치는 인버터 출력전압 오차의 원인을 분석하고, 이 오차가 감소되도록 하는 가변 링크전압 방식을 적용한다. 종래의 고정된 링크전압을 사용하는 인버터에서는 링크전압의 크기가 전 운전영역을 고려하여 정격속도 및 정격부하에 대응할 수 있도록 충분히 높게 설계되어 있다. 따라서 지령전압이 매우 낮아지는 저속 운전영역인 경우에 한 샘플링 구간 내에서 유효 전압벡터의 인가시간이 매우 작아 스위칭 시간에 대한 높은 정밀도가 요구되며 상대적으로 출력전압의 오차가 증가하게 된다. 그리고 이러한 오차는 상전압 및 상전류 정보를 근거로 하여 회전자의 속도와 위치를 추정하게 되는 센서리스 운전에서, 그 운전성능을 크게 악화시킨다. 본 논문에서는 이에 대한 대책으로서 저속 운전영역에서 링크전압을 감소시키고

* 正 會 員 : 釜山大 工大 電氣工學科 博士課程

** 正 會 員 : 釜山大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 2003年 5月 30日

最終完了 : 2003年 12月 25日

고속 운전영역에서는 링크전압을 상승하는 가변 링크전압 인버터 방식을 적용한다. 본 논문에서 제시하는 가변 링크전압 시스템은 센서리스 제어기에서 요구하는 지령전압의 크기에 따라서 직류 링크전압을 능동적으로 제어하는 시스템이다. 이에 의해, 저속 운전영역에서 발생하는 낮은 지령전압의 경우에도 유효전압벡터의 인가시간이 작지 않게 되므로 인가시간의 오차로 인한 영향이 감소되고 따라서 인버터 출력전압의 오차가 감소되며 운전성능이 개선된다. 본 논문에서는 상대적으로 양호한 센서리스 속도제어방식으로 알려진 상태관측기를 이용하여 센서리스 속도제어 시스템을 구성하고, 이 시스템에 본 가변 링크전압 방식을 적용하여 시뮬레이션 및 실험을 수행함으로써 본 방식의 성능을 검증한다.

2. 유도전동기의 수학적 모델링

2.1 실축순시 전압방정식

본 논문에서 사용하는 3상 대칭 농형 유도전동기에서 3상 실축, 2상 정지좌표축 및 동기속도 회전좌표축은 그림 1과 같다

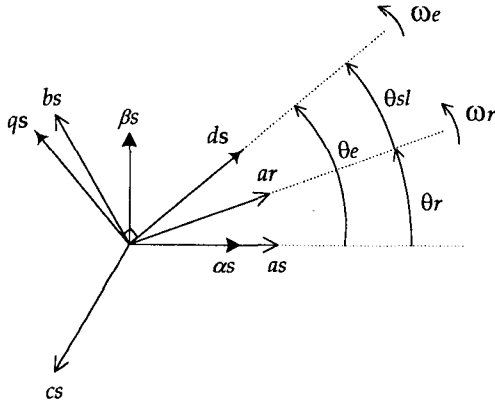


그림 1 3상 실축, 정지좌표축 및 동기회전좌표축
Fig. 1 3-phase real, stationary and synchronously rotating axes

유도전동기의 고정자와 회전자 실축 순시 전압 및 쇄교자속 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{abc} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & pL_{sr} \\ p(L_{sr})^T & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i_{abc} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abc} \\ \lambda_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i_{abc} \end{bmatrix} \quad (2)$$

단, $(f_{abc})^T = [f_{as} \ f_{bs} \ f_{cs}]$, $(f_{abc})^T = [f_{ar} \ f_{br} \ f_{cr}]$,
 $R_s = \text{diag}[R_s \ R_s \ R_s]$, $R_r = \text{diag}[R_r \ R_r \ R_r]$,

$$L_s = \begin{bmatrix} L_k + L_M & -\frac{1}{2}L_M & -\frac{1}{2}L_M \\ -\frac{1}{2}L_M & L_k + L_M & -\frac{1}{2}L_M \\ -\frac{1}{2}L_M & -\frac{1}{2}L_M & L_k + L_M \end{bmatrix},$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_M & -\frac{1}{2}L_M & -\frac{1}{2}L_M \\ -\frac{1}{2}L_M & L_{lr} + L_M & -\frac{1}{2}L_M \\ -\frac{1}{2}L_M & -\frac{1}{2}L_M & L_{lr} + L_M \end{bmatrix},$$

$$L_{sr} = L_M \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

2.2 정지좌표계의 전압방정식

그림 1의 정지좌표계(α-β 축)에서 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & \omega_r L_m & R_r + pL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & pL_m & -\omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{ar} \\ i_{br} \end{bmatrix} \quad (3)$$

단, $L_m = \frac{3}{2}L_M$, $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$

정지좌표계에서 고정자와 회전자 쇄교자속은 다음과 같다.

$$\lambda_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + L_m(i_{\alpha s} + i_{ar}) = L_s i_{\alpha s} + L_m i_{ar} \quad (4)$$

$$\lambda_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + L_m(i_{\beta s} + i_{br}) = L_s i_{\beta s} + L_m i_{br} \quad (5)$$

$$\lambda_{ar} = L_{lr} i_{ar} + L_m(i_{\alpha s} + i_{ar}) = L_r i_{ar} + L_m i_{\alpha s} \quad (6)$$

$$\lambda_{br} = L_{lr} i_{br} + L_m(i_{\beta s} + i_{br}) = L_r i_{br} + L_m i_{\beta s} \quad (7)$$

2.3 동기회전좌표계의 전압방정식

그림 1의 동기속도 ω_e 로 회전하는 동기회전좌표계(d-q 축)에서 전압방정식은 식(3)으로부터 다음과 같이 변환된다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_e L_s & pL_m & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + pL_s & \omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & -\omega_{sl} L_m & R_r + pL_r & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} L_m & pL_m & \omega_{sl} L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (8)$$

단, $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$

동기회전좌표계에서 고정자와 회전자 쇄교자속은 다음과 같다.

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m(i_{ds} + i_{dr}) = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (9)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m(i_{qs} + i_{qr}) = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (10)$$

$$\lambda_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m(i_{ds} + i_{dr}) = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (11)$$

$$\lambda_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m(i_{qs} + i_{qr}) = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (12)$$

발생토크를 d-q 축 전류 및 자속으로 나타내면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \quad (13)$$

단, P : 극수

3. 가변 링크전압 구조의 SVPWM 인버터

3.1 지령전압과 링크전압의 비율에 따른 오차

전압원 인버터의 SVPWM 방식에서 지령전압은 벡터 공간 상의 위치로 표현되며 이 지령전압의 벡터 위치에 따라 인접한 유효전압벡터와 영전압 벡터의 합성으로 인버터의 출력전압을 생성한다[19-22]. 그림 2는 3상 인버터 시스템의 출력 가능한 6개의 유효전압벡터를 나타낸다. 각 유효전압벡터는 60°의 동일 간격을 가지는 6개의 벡터와 인버터의 상단 또는 하단의 스위치가 동시에 온 상태로 되는 영전압 벡터 2개를 포함하여 구성된다.

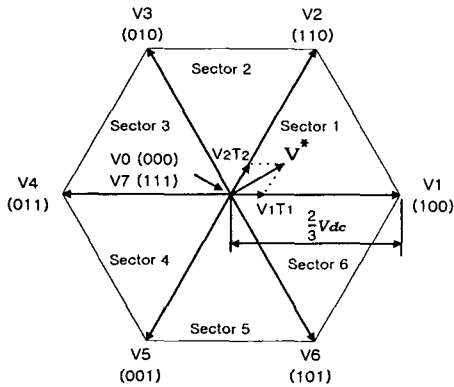


그림 2 공간전압 벡터도

Fig. 2 Space voltage vector diagram

SVPWM 방식에서 지령전압이 매우 낮고 벡터공간 상에서 그림 2의 섹터 1에 위치한다면, 링크전압이 $V_{dc} = 300V$ 인 경우와 $V_{dc} = 50V$ 인 경우에서 각각의 게이트 신호는 그림 3과 같이 구해진다. 여기서 T_1 과 T_2 는 유효 전압벡터의 인

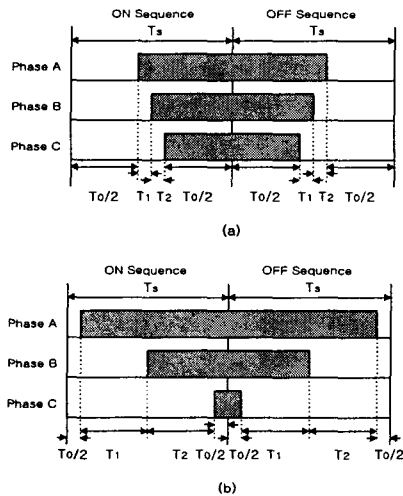


그림 3 공간전압벡터 PWM의 게이트 신호

(a) $V_{dc} = 300V$ (b) $V_{dc} = 50V$

Fig. 3 Gate signals of the space voltage vector PWM

(a) $V_{dc} = 300V$ (b) $V_{dc} = 50V$

가시간이며, T_0 는 영 전압벡터의 인가시간이다. 그림 3에서 동일한 지령전압에 대하여 지령전압과 링크전압의 비율이 커질수록 유효벡터 인가시간이 증가함을 알 수 있다. 그림 3에서 유도전동기에 인가되는 상전압을 SVPWM에서 유효 전압 벡터의 인가시간으로 나타내면 다음과 같다.

$$v_{as} = \left(\frac{2}{3} V_{dc} \cdot T_1 + \frac{1}{3} V_{dc} \cdot T_2 \right) / T_s \quad (14)$$

$$v_{bs} = \left(-\frac{1}{3} V_{dc} \cdot T_1 + \frac{1}{3} V_{dc} \cdot T_2 \right) / T_s \quad (15)$$

$$v_{cs} = \left(-\frac{1}{3} V_{dc} \cdot T_1 - \frac{2}{3} V_{dc} \cdot T_2 \right) / T_s \quad (16)$$

지령전압과 출력전압의 오차를 다음과 같이 정의하며 여기서, v_{err} 은 유효 전압벡터 인가시간을 고려했을 때 한 상에서 발생할 수 있는 상전압 오차를 나타낸다.

$$v_{err} = v_s^* - v_s \quad (17)$$

한편, 전동기 구동 알고리즘으로부터 구해지는 지령전압은 부동소수점의 형태이지만, 이를 정확히 디지털 클럭으로 실현하기엔 한계성을 가진다. 즉, 상전압의 지령치가 그림 4와 같이 소수점을 가진 위치에 존재한다면 실제 게이트 회로를 통해 출력되는 게이트 신호는 디지털 회로의 특성상 정수의 형태인 a 혹은 b로 결정된다.

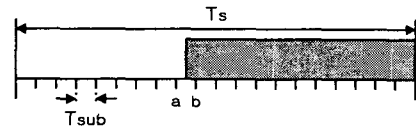


그림 4 게이트 신호에서의 오차

Fig. 4 Error of a gate signal

따라서 지령전압과 실제 인버터 출력전압 사이에는 오차가 존재하게 되며, 지령전압과 링크전압의 비율이 작은 저속운전에서 유효 전압벡터 인가시간이 작으므로 한 서브샘플링 시간에 의해 발생할 수 있는 오차의 크기는 증가하게 된다. 한 샘플링 주기에서 발생할 수 있는 지령전압과 인버터 출력전압 사이의 최대 오차의 백분율은 다음과 같다.

$$v_{rs} = 100 \frac{T_{sub}}{T_s} \frac{V_{dc}}{v_s^*} \quad (18)$$

그림 5는 링크전압이 300V, 샘플링 주기는 200 μ s이며 1MHz, 5MHz, 10MHz의 해상도를 가진 주파수의 클럭을 게이트 펄스로 사용했을 때 상전압의 지령치가 그림 4의 a와 b구간 내에 위치할 경우 식(18)에 의해 발생하는 최대 출력전압 오차의 백분율을 나타낸다. 그림 5에서 보는 바와 같이 지령전압이 높은 고속운전 영역에서는 지령전압에 대하여 한 서브 샘플링이 차지하는 전압의 비율이 작기 때문에 출력전압 오차는 작지만, 지령전압이 낮은 저속운전 영역에서는 유효벡터 인가시간의 감소와 더불어 게이트 펄스에 대한 전압 해상도가 낮아

지기 때문에 상대적으로 그 오차가 크게 증가하게 된다. 이에 대한 대책으로서 고해상도의 주파수를 가진 게이트 펄스를 사용하여 정밀도를 증가시킬 수도 있으나 실제 디지털 회로에서 적용 가능한 클럭 주파수 및 메모리 측면에서 한계성을 가진다. 또한 링크전압이 지령전압보다 매우 큰 저속영역에서는 고해상도의 주파수에 의해 비교적 정확한 전압을 인가할지라도 짧은 시간에 큰 전압을 가하므로 전류의 맥동이 커지게 되어 이에 의한 속도제어에 어려움이 따르게 된다.

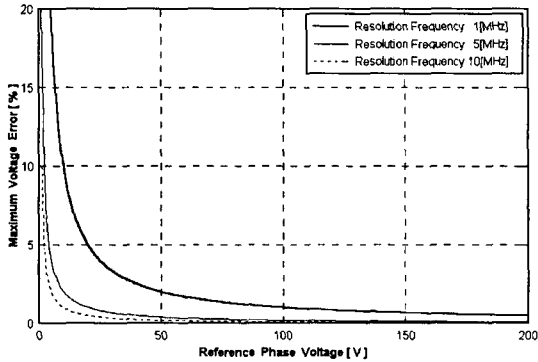


그림 5 지령 상전압에 따라 발생하는 최대 출력전압 오차
 Fig. 5 Maximum output voltage errors according to the reference phase voltage

그림 6은 지령전압이 $v_s^* = 10V$ 인 경우에 링크전압의 크기 및 서브샘플링 주파수에 따른 최대 상전압 오차율을 나타낸다. 여기서 링크전압을 적절히 조정하면 지령전압이 작은 저속운전 영역에서 출력전압의 오차율이 크게 개선될 수 있음을 알 수 있다.

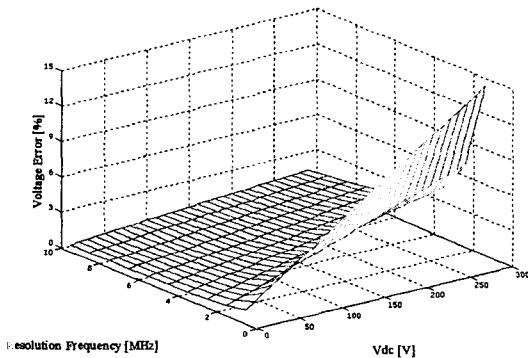


그림 6 $v_s^* = 10V$ 인 경우의 최대 출력전압 오차
 Fig. 6 Maximum output voltage error in $v_s^* = 10V$

3.2 가변 링크전압을 이용한 성능개선

3.1절에서 기술한 바와 같이 고정된 링크전압 구조의 인버터로 구동되는 유도전동기의 저속운전 영역에서 지령전압과 인버터 출력전압 사이의 오차는 디지털 회로가 가지는 문제점으로 유효벡터 인가시간이 작은 경우에 크게 발생하게 된다. 본 논문에서는 지령전압이 낮은 저속운전 영역에서 유효

벡터의 인가시간을 증가시켜 출력전압의 오차가 감소하도록 제어하는 가변 링크전압 구조의 인버터를 적용하여 저속 운전영역에서의 성능을 개선하고자 한다. 링크전압의 크기를 결정하는 링크전압 제어기의 지령전압은 센서리스 제어기에서 속도와 부하 상태에 따라 결정되는 전동기 지령전압으로부터 일정한 여유를 추가하여 결정되도록 설계하였다. 본 논문에서 적용한 기준 링크전압의 크기는 다음과 같다.

$$v_{ref} = \frac{3}{2} \sqrt{v_{\alpha s}^{*2} + v_{\beta s}^{*2}} + V_m \tag{19}$$

단, V_m : 링크전압의 여유

또한 가변 링크전압의 지령치는 PI제어기를 통해 다음과 같이 결정된다.

$$v_{dc}^* = K_{vp}(v_{ref} - v_{dc}) + K_{vi} \int (v_{ref} - v_{dc}) \cdot dt \tag{20}$$

단, K_{vp} , K_{vi} : 링크전압 제어기의 비례이득 및 적분이득
 v_{dc} : 링크전압 측정치

본 논문에서 간단한 Buck 컨버터를 활용하여 구성한 가변 링크전압 구동 시스템은 그림 7과 같다. 링크전압 가변은 여러 가지 회로구성에 의해 가능하며 역률 보정 등을 병행한 컨버터 구성에 의해 부수적인 효과도 얻을 수 있다.

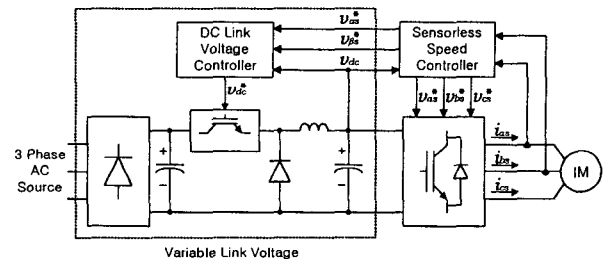


그림 7 가변 링크전압 시스템의 구조
 Fig. 7 Structure of a variable link voltage system

4. 상태관측기에 의한 센서리스 속도제어

본 논문에서 적용한 센서리스 제어방식은 상태관측기에 의한 방식으로서 비교적 넓은 속도범위에서 우수한 성능을 보이는 방식으로 알려져 있다[23-26]. 식(3),(4)-(7)로부터 고정자 전류와 회전자 쇄교자속을 상태변수로 하는 상태방정식은 다음과 같다.

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

$$= Ax + Bv_s$$

$$i_s = Cx \tag{22}$$

단, $x = [i_s \ \lambda_r]^T$, $A_{11} = -[R_s/(\sigma L_s) + (1-\sigma)/(\sigma \tau_r)]I$,

$$\begin{aligned}
 A_{12} &= L_m / (\sigma L_s L_r) [(1/\tau_r)I - \omega_r J], \\
 A_{21} &= (L_m / \tau_r)I, \quad A_{22} = -(1/\tau_r)I + \omega_r J, \\
 B_1 &= 1/(\sigma L_s)I, \quad C = [I \ 0], \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \\
 \sigma &= 1 - L_m^2 / (L_s L_r), \quad \tau_r = L_r / R_r.
 \end{aligned}$$

고정자 전류를 측정하여 관측기의 출력과 비교하는 페루프 관측기를 구성하면 다음과 같다.

$$\hat{\dot{x}} = \hat{A}\hat{x} + Bv_s + K_p(i_s - \hat{i}_s) \quad (23)$$

$$\hat{i}_s = C\hat{x} \quad (24)$$

단, $\hat{\cdot}$: 추정치, K_p : 관측기 이득

직접벡터제어 방식에서 동기회전 전기각은 상태관측기에서 구한 자속으로부터 다음과 같이 추정된다.

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\lambda}_{\beta r}}{\hat{\lambda}_{\alpha r}}\right) \quad (25)$$

회전자의 속도는 동기각속도 및 슬립각속도로부터 구해진다. 먼저 동기각속도는 식(25)의 동기회전 전기각을 미분하면 다음과 같이 추정된다.

$$\hat{\omega}_e = p\hat{\theta}_e = \frac{p\hat{\lambda}_{\beta r}\hat{\lambda}_{\alpha r} - p\hat{\lambda}_{\alpha r}\hat{\lambda}_{\beta r}}{\hat{\lambda}_{\alpha r}^2 + \hat{\lambda}_{\beta r}^2} \quad (26)$$

식(3)-(7)로부터 추정 회전자 자속 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$p\hat{\lambda}_{\alpha r} = \frac{L_m}{\tau_r}i_{\alpha s} - \hat{\omega}_r\hat{\lambda}_{\beta r} - \frac{1}{\tau_r}\hat{\lambda}_{\alpha r} \quad (27)$$

$$p\hat{\lambda}_{\beta r} = \frac{L_m}{\tau_r}i_{\beta s} + \hat{\omega}_r\hat{\lambda}_{\alpha r} - \frac{1}{\tau_r}\hat{\lambda}_{\beta r} \quad (28)$$

식(27), (28)을 식(26)에 대입하여 정리하면 추정 슬립각속도와 회전자 속도는 다음과 같다.

$$\hat{\omega}_{sl} = \frac{L_m}{\tau_r} \frac{\hat{\lambda}_{\alpha r}i_{\beta s} - \hat{\lambda}_{\beta r}i_{\alpha s}}{\hat{\lambda}_{\alpha r}^2 + \hat{\lambda}_{\beta r}^2} \quad (29)$$

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_e - \hat{\omega}_{sl} \quad (30)$$

5. 시뮬레이션

본 논문에서 제시하는 방식을 검증하기 위하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 8은 3장 및 4장에서 기술한 가변 링크 전압을 가지는 센서리스 유도전동기의 구동시스템의 전체 블록도이다.

본 시뮬레이션 및 실험에 사용되는 3상 농형 유도전동기의 사양은 표 1과 같다.

그림 9는 링크전압을 $V_{dc} = 300V$ 와 $V_{dc} = 50V$ 로 고정된 경우에 지령속도 10rpm에서의 정, 역회전에 대한 시뮬레이션

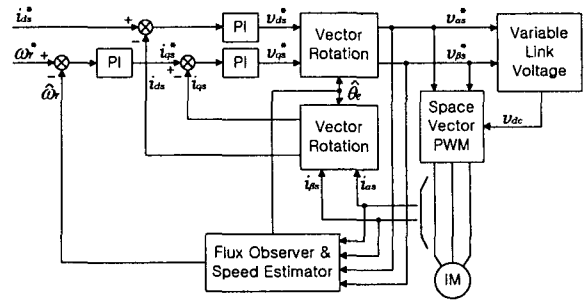


그림 8 전체 시스템의 블록도
Fig. 8 Block diagram of the overall system

표 1 전동기 사양

Table 1 Specification of an induction motor

정격출력	3 hp	R_s	2.0 Ω
정격전압	220 V	R_r	1.8 Ω
정격전류	8.7 A	L_s	180 mH
정격속도	1735 rpm	L_r	180 mH
극수	4	L_m	176 mH

결과이다. 여기서, 전류와 링크전압의 제어주기는 200 μ s, 속도 제어는 2ms 그리고 게이트 펄스는 1MHz의 클럭을 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 9에서 보는 바와 같이 a상의 지령전압과 실제 인가되는 상전압의 오차는 $V_{dc} = 300V$ 인 경우에 $V_{dc} = 50V$ 인 경우보다 이의 리플 및 크기가 크게 나타나며, 이러한 오차로 인하여 $V_{dc} = 300V$ 에서 추정속도 및 실제속도의 리플이 크게 나타나게 된다. 여기서, 실제 상전압은 식(14)-(16)으로부터 계산되고 상전압 오차는 식(17)로부터 계산되었다. 그리고 본 시뮬레이션에서 전동기 구동

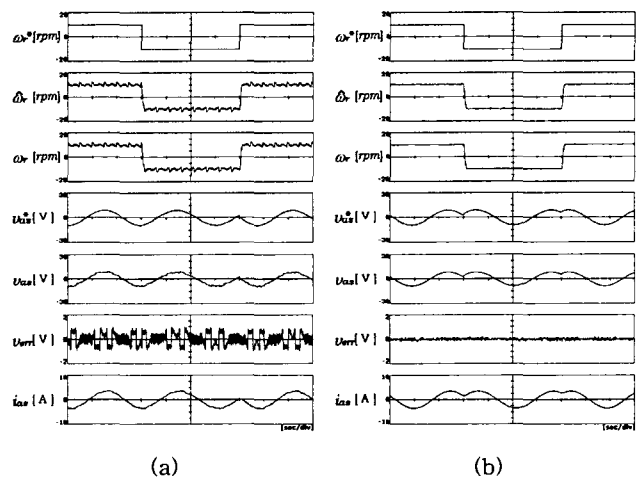


그림 9 $\omega_r^* = 10$ rpm 에서 속도응답 및 파형
(a) $V_{dc} = 300V$ (b) $V_{dc} = 50V$

Fig. 9 Speed responses and waveforms in $\omega_r^* = 10$ rpm
(a) $V_{dc} = 300V$ (b) $V_{dc} = 50V$

에 필요한 최소 링크전압 v_{dc}^* 를 식(20)으로부터 구한 결과, 링크전압 마진을 $V_m = 0V$ 로 하는 경우에 약 12.5V로 구해졌으며, 지령속도 10rpm의 저속운전에서 필요한 링크전압이 매우 낮음을 알 수 있다.

그림 10은 지령속도 10rpm에서 고정자의 지령전압이 그림 2의 섹터 1에 위치할 경우 $V_{dc} = 300V$ 와 $V_{dc} = 50V$ 에서 구해진 게이트 신호의 시뮬레이션 결과이다. 그림 10의 결과에서 나타난 바와 같이 동일한 지령전압에 대하여 링크전압이 작을수록, 즉 지령전압과 링크전압의 비율이 커질수록 유효 전압벡터의 인가시간이 증가함을 잘 나타낸다.

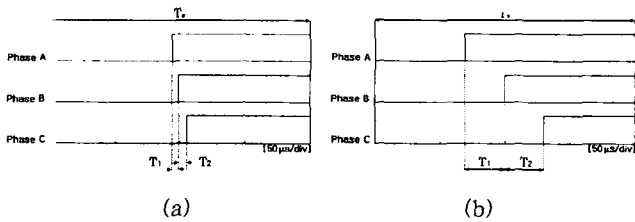


그림 10 $\omega_r^* = 10 \text{ rpm}$ 에서 게이트 신호
 (a) $V_{dc} = 300V$ (b) $V_{dc} = 50V$
 Fig. 10 Gate signals in $\omega_r^* = 10 \text{ rpm}$
 (a) $V_{dc} = 300V$ (b) $V_{dc} = 50V$

그림 11은 제안된 방식에 의해 링크전압을 가변시켰을 때 지령속도 10rpm에서의 정, 역회전에 대한 속도응답 및 파형을 나타낸다. 여기서 링크전압의 지령치는 식(20)에 의해 결정되며, 과변조 및 과도응답 특성을 고려한 전압마진을 $V_m = 10V$

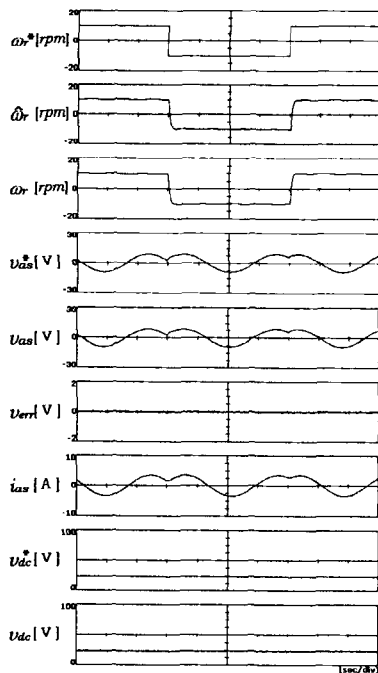


그림 11 가변링크전압 및 $\omega_r^* = 10 \text{ rpm}$ 에서 속도응답 및 파형
 Fig. 11 Speed responses and waveforms in the variable link voltage and $\omega_r^* = 10 \text{ rpm}$

로 하였다. 그림 11의 결과에서 나타난 바와 같이 제어기에 의해 결정된 링크전압은 약 22.5V로 구해졌으며, 링크전압을 가변시켰을 때 양호한 속도응답을 나타낸다.

그림 12는 링크전압을 $V_{dc} = 300V$ 로 고정된 경우에 지령속도 100rpm에서의 정,역회전에 대한 시뮬레이션 결과이다. 그림 12의 결과에서 나타난 바와 같이 지령전압이 증가하는 경우에는 지령전압에 대한 인버터 출력전압의 오차율이 상대적으로 작아지기 때문에 속도성능에는 큰 영향을 주지 않는다.

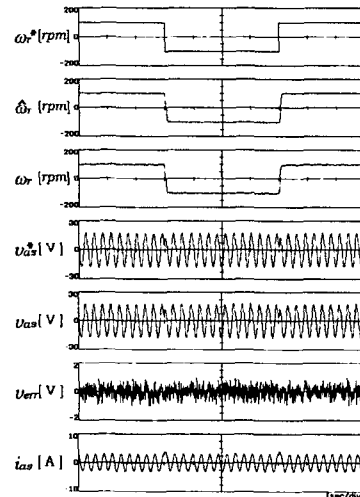


그림 12 $V_{dc} = 300V$, $\omega_r^* = 10 \text{ rpm}$ 에서 속도응답 및 파형
 Fig. 12 Speed responses and waveforms in $V_{dc} = 300V$, $\omega_r^* = 10 \text{ rpm}$

그림 13은 제안된 방식에 의해 링크전압을 가변시켰을 때 지령속도 100rpm으로 운전 중에 10Nm의 부하를 인가하였을 경우의 속도응답 및 파형을 나타낸다. 여기서 링크전압의 지령치는 식(20)에 의해 결정되며, 과변조 및 과도응답 특성을 고려한 전압마진을 $V_m = 10V$ 로 하였다. 그림 13의 결과에서 나타난 바와 같이 부하변동에서도 양호한 속도응답을 나타내고 있다.

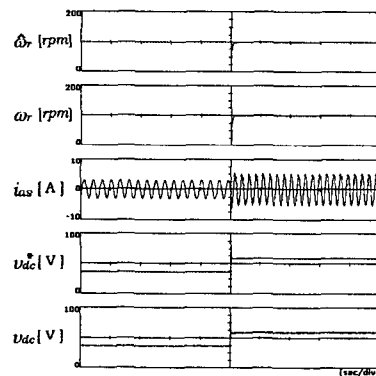


그림 13 부하변동에서 속도응답 및 파형
 ($\omega_r^* = 100 \text{ rpm}$, $0 \rightarrow 10 \text{ Nm}$)
 Fig. 13 Speed responses and waveforms in the load variation ($\omega_r^* = 100 \text{ rpm}$, $0 \rightarrow 10 \text{ Nm}$)

6. 실험 결과 및 검토

본 방식의 성능을 검증하기 위해 그림 8과 같은 구동시스템을 제작하고 실험을 수행하였다. 전체 알고리즘의 디지털 처리를 위해 i80586 마이크로프로세서 시스템이 이용되었으며 인버터와 컨버터의 전력소자는 IGBT를 사용하였다. 전류와 링크전압의 제어주기는 200 μ s, 속도제어는 2ms, 게이트 펄스는 1MHz의 클럭을 사용하여 실험을 수행하였다.

그림 14는 링크전압을 $V_{dc} = 300$ V와 $V_{dc} = 50$ V로 고정된 경우로서 지령속도 10rpm에서의 정, 역회전에 대한 실험 결과이다. 그림 14의 실험결과에서 나타난 바와 같이 $V_{dc} = 300$ V에서 $V_{dc} = 50$ V일 경우보다 상전압 오차가 매우 크고 이에 의해 정상적인 운전이 이루어지지 않음을 알 수 있다.

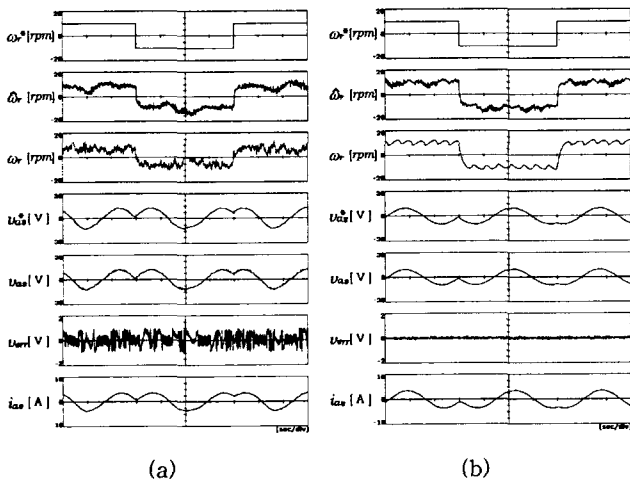


그림 14 $\omega_r^* = 10$ rpm 에서 속도응답 및 파형의 실험결과
 (a) $V_{dc} = 300$ V (b) $V_{dc} = 50$ V
 Fig. 14 Experimental speed responses and waveforms in $\omega_r^* = 10$ rpm (a) $V_{dc} = 300$ V (b) $V_{dc} = 50$ V

그림 15는 지령속도 10rpm에서 고정자의 지령전압이 그림 2의 섹터 1에 위치할 경우 $V_{dc} = 300$ V와 $V_{dc} = 50$ V에서 구해진 게이트 신호의 실험 결과이다. 시뮬레이션 결과와 마찬가지로 링크전압이 작을수록 유효 전압벡터의 인가시간이 증가함을 잘 나타낸다.

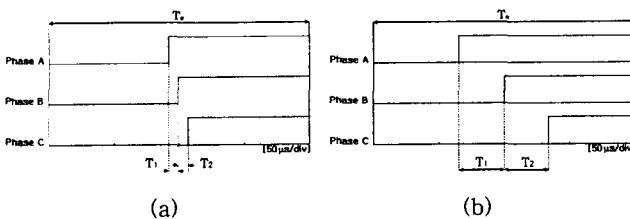


그림 15 $\omega_r^* = 10$ rpm 에서 게이트 신호의 실험 결과
 (a) $V_{dc} = 300$ V (b) $V_{dc} = 50$ V
 Fig. 15 Experimental gate signals in $\omega_r^* = 10$ rpm (a) $V_{dc} = 300$ V (b) $V_{dc} = 50$ V

그림 16은 제안된 방식에 의해 링크전압을 가변시켰을 때 지령속도 10rpm에서의 정, 역회전에 대한 속도응답 및 파형의 실험 결과이다. 여기서, 링크전압의 지령치는 시뮬레이션에서와 마찬가지로 식(20)에 의해 결정되며, 과변조 및 과도응답 특성을 고려한 전압마진을 $V_m = 10$ V로 하였다. 그림 16의 실험결과에서 나타난 바와 같이 링크전압을 가변시켰을 때 저속에서도 비교적 양호한 속도응답을 나타낸다.

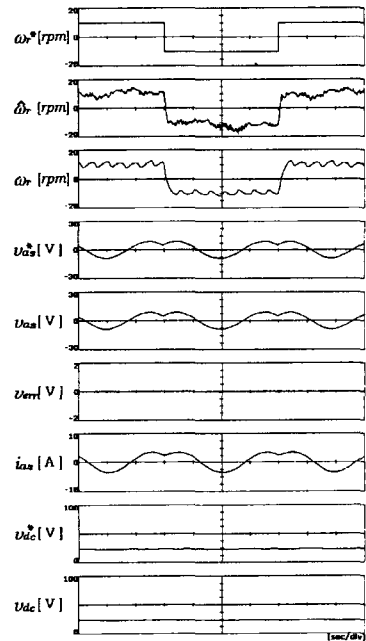


그림 16 가변링크전압 및 $\omega_r^* = 10$ rpm 에서 속도응답 및 파형의 실험결과
 Fig. 16 Experimental speed response and waveforms in the variable link voltage and $\omega_r^* = 10$ rpm

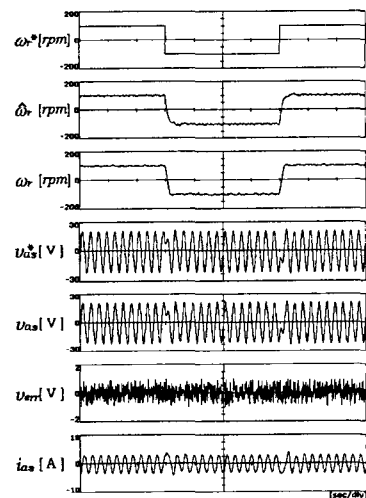


그림 17 $V_{dc} = 300$ V, $\omega_r^* = 100$ rpm 에서 속도응답 및 파형의 실험결과
 Fig. 17 Experimental speed responses and waveforms in $V_{dc} = 300$ V and $\omega_r^* = 100$ rpm

그림 17은 링크전압을 $V_{dc} = 300V$ 로 고정된 경우에 지령속도 100rpm에서의 정, 역회전에 대한 실험 결과이다. 그림 17의 실험결과에서 나타난 바와 같이 지령전압이 증가하는 경우에는 지령전압에 대한 인버터 출력전압의 오차가 상대적으로 작아지기 때문에 속도성능에 약간의 영향을 나타낸다. 그림 18은 제안된 방식에 의해 링크전압을 가변시켰을 때 지령속도 100rpm으로 운전 중에 10Nm의 부하를 인가하였을 경우의 속도응답 및 파형의 실험결과를 나타낸다. 여기서 링크전압의 지령치는 식(20)에 의해 결정되며, 과변조 및 과도응답 특성을 고려한 전압마진을 $V_m = 10V$ 로 하였다. 그림 18의 실험결과에서 나타난 바와 같이 부하변동에서도 양호한 속도응답을 나타내고 있다.

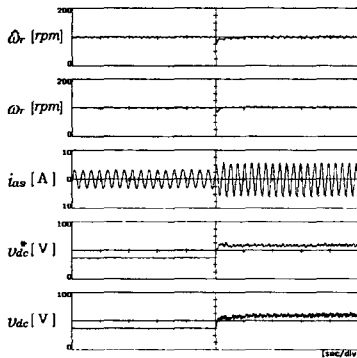


그림 18 부하변동에서 속도응답 및 파형의 실험결과
($\omega_r^* = 100 \text{ rpm}$, $0 \rightarrow 10 \text{ Nm}$)

Fig 18 Experimental speed responses and waveforms in the load variation ($\omega_r^* = 100 \text{ rpm}$, $0 \rightarrow 10 \text{ Nm}$)

7. 결 론

다부분의 센서리스 제어방식은 전동기 방정식으로부터 상전압, 상전류 정보를 근거로 하여 회전자 속도와 위치를 추정하게 된다. 따라서 이러한 변수의 정밀도는 센서리스 유도전동기의 구동 성능에 큰 영향을 주게 된다. 일반적으로 유도전동기의 센서리스 운전은 역기전력이 큰 고속 운전영역에서 전동기 단자의 물리량에 대한 정보가 비교적 정확하고 지령전압이 높아서 전동기 파라미터의 영향이 작고, 인버터 출력전압의 오차에 의한 영향이 상대적으로 작게 나타나므로 고성능의 운전이 가능하다. 그러나 역기전력이 작아지는 저속운전 영역에서는 고정자 임피던스 전압강하의 영향뿐만 아니라 지령전압이 작아서 인버터 출력전압 오차의 영향이 크게 작용하므로 상대적으로 저하된 운전성능을 나타낸다. 한편, SVI-WM-VSI는 유도전동기의 고성능 운전을 위하여 많이 사용되는 인버터 방식이나 지령전압이 작은 저속운전 영역에서는 인버터 출력전압의 오차가 상대적으로 커지게 된다.

본 논문은 센서리스 유도전동기의 저속운전 영역에서의 성능개선에 관한 연구로서 센서리스 운전성능에 영향을 미치는 인버터 출력전압 오차의 원인 중 유효 전압벡터 인가시간과 디지털 수행으로 인한 문제점이 오차에 미치는 영향을 분석하고, 이 오차가 감소되도록 하는 가변 링크전압 방식을 제시

하였다. 저속운전 영역에서 링크전압을 감소시킴으로써 낮은 지령전압의 경우에도 유효 전압벡터의 인가시간이 작지 않게 되므로 인가시간과 출력전압에서의 오차가 감소되고 운전성능이 개선된다. 본 방식을 적용한 시뮬레이션 및 실험결과에서 나타난 바와 같이 센서리스 유도전동기의 저속운전 영역에서 고정된 높은 링크전압을 사용하는 기존의 방식에 비해 속도응답이 크게 개선되었다.

감사의 글

본 연구는 한국과학재단 목적기초연구
(R05-2000-000-00267-0)지원으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] Edited by K. Rajashekara, A. Kawamura and K. Matsuse, *Sensorless Control of AC Motor Drives*, IEEE Press, 1996.
- [2] J. Holtz, "State of the Art of Controlled AC Drives without Speed Sensors," *Int. J. Electronics*, Vol. 80, No. 2, pp. 249-263, 1996.
- [3] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford Univ. Press, 1998.
- [4] P. Vas, *Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines and Drives*, Oxford Univ. Press, 1999.
- [5] A. Utkin, J. Guldner and J. Shi, *Sliding Mode Control In Electromechanical Systems*, Taylor & Francis, 1999.
- [6] X. Xu and D. W. Novotny, "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 27, No. 4, pp. 694-700, 1991.
- [7] T. Ohtani, N. Takeda and K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 28, No. 1, pp. 157-164, 1992.
- [8] F. Z. Peng and T. Fukao, "Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 30, No. 5, pp. 1234-1240, 1994.
- [9] B. K. Bose, M. G. Simoes, D. R. Crecelius, K. Rajashekara and R. Martin, "Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive," *IEEE Proc IAS*, Vol. 1, pp. 137-143, 1995.
- [10] K. Akatsu and A. Kawamura, "Sensorless Very Low-Speed and Zero-Speed Estimations with Online Rotor Resistance Estimation of Induction Motor Without Signal Injection," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 36, No. 3, pp. 764-771, 2000.
- [11] Y. Murai, T. Watanabe, and H. Iwasaki, "Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag-Times," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 23, No. 5, pp. 881-886, 1987.
- [12] T. Sukegawa, K. Kamiyama, K. Mizuno, T. Matsui,

- and T. Okuyama, "Fully Digital, Vector-Controlled PWM VSI-Fed AC Drives with an Inverter Dead-Time Compensation Strategy," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 27, No. 3, pp. 552-559, 1991.
- [13] J. W. Choi and S. K. Sul, "Inverter Output Voltage Synthesis Using Novel Dead Time Compensation," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 11, No. 2, pp. 221-227, 1994.
- [14] M. C. Ficarra, J. M. M. Eguilaz and J. Peracaula, "Fuzzy Control of an Induction Motor with Compensation of System Dead-Time," *IEEE Proc. PESC*, Vol. 1, pp. 677-681, 1996.
- [15] D. Leggate and R. J. Kerkman, "Pulse-Based Dead-Time Compensator for PWM Voltage Inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 44, No. 2, 1997.
- [16] J. S. Lee, T. Takeshita and N. Matsui, "Stator-Flux-Oriented Sensorless Induction Motor Drive for Optimum Low-Speed Performance," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 33, No. 5, pp. 1170-1176, 1997.
- [17] D. J. Lee and Y. A. Kwon, "Improved Performance of SVPWM Inverter Based on Novel Dead Time and Voltage Drop Compensation," *KIEE Trans EMECS*, Vol. 49B, No. 9, pp. 618-625, 2000.
- [18] C. Attaianesi and G. Tomasso, "Predictive Compensation of Dead-Time Effects in VSI Feeding Induction Motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 37, No. 3, pp. 856-863, 2001.
- [19] H. W. Van Der Broeck, H. C. Skudelny and G. V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Based on Voltage Space Vectors", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 24, No. 1, pp. 142-150, 1988.
- [20] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation-A Survey", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 5, pp. 410-420, 1992.
- [21] D. W. Chung, J. S. Kim and S. K. Sul, "Unified Voltage Modulation Technique for Real-Time Three-Phase Power Conversion," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 34, No. 2, pp. 374-380, 1998.
- [22] K. Zhou and D. Wang, "Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM : A Comprehensive Analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 4, No. 4, pp. 186-196, 2002.
- [23] H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano, "DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 29, No. 2, pp. 344-348, 1993.
- [24] P. L. Jansen, R. D. Lorenz and D. W. Novotny, "Observer-Based Direct Field Orientation: Analysis and Comparison of Alternative Methods," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 30, No. 4, pp. 945-953, 1993.
- [25] C. Ias, A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva and F. Profumo, "Comparison of Different Schemes Without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drives," *IEEE Proc IECON*, Vol. 3, pp. 1579-1588, 1994.
- [26] C. M. Lee, C. L. Chen, "Observer-Based Speed Estimation Method for Sensorless Vector Control of Induction Motors," *IEE Control Theory and Appl.*, Vol. 145, No. 3, pp. 359-363, 1999.

저 자 소 개



김 상 군 (金相均)

1972년 3월 20일생. 1998년 창원대 공대 전기공학과 졸업. 2000년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정
Tel : 051-510-3086



권 영 안 (權 營 顔)

1955년 8월 29일생. 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1986년동대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1991년 스위스 취리히공대(ETH) 객원교수. 현재 부산대 공대 전기공학과 교수.
Tel: 051-510-2372, Fax: 051-513-0212
E-mail: yakwon@pusan.ac.kr