

중첩의 정리를 이용한 PMSM의 센서리스제어에 관한 연구

Study On the Sensorless PMSM Control Using the Superposition Theory

박성준, 박한웅, 김대웅, 백승면, 이만형

(Sung-Jun Park, Han-Wong Park, Dae-Woong Kim, Seung-Myun Back, and Man-Hyoung Lee)

Abstract : This study presents a solution to control a Permanent Magnet Synchronous Motor without sensors based on the superposition principle. Because the proposed method of sensorless theory is very simple to compute the estimated angle, computing time to estimate the angle is shorter than other sensorless method. The use of this system yields enhanced operations, fewer system components, lower system cost, energy efficient control system design and increased efficiency. The performance of a sensorless architecture allows an intelligent approach to reduce the complete system costs of the digital motion control applications using cheaper electrical motors without sensors. This paper deals with an overview of sensorless solutions in PMSM control applications whereby the focus will be on the new controller without sensors and its applications.

Keywords : PMSM, position sensorless control, back EMF detection, superposition

I. 서론

현대사회의 자동화설비 확장으로 인하여 산업용기계 및 가정용 기계에서의 서보전동기의 이용이 급부상하고 있으며, 산업용 로봇 및 각종 수치제어공작기계에서부터 가정용 기기 등 모든 산업분야에서 서보전동기는 필수 불가결한 구동원으로 사용되고 있다. 서보전동기는 수 년 전까지 페라이트 영구 자석을 이용한 직류서보전동기가 주종을 이루고 있었으나, 브러쉬나 정류자로 인해 고속운전이 곤란하고 빈번한 보수, 점검이 필요로 하는 약점을 지니고 있다. 그러나 영구자석을 이용한 교류 서보전동기는 직류 서보전동기에 비해 제어는 복잡하지만 직류전동기의 정류작용을 전기적 스위칭으로 대체하기 때문에 내구성에 문제가 없고 단위 출력 당 파워와 단위 전류당 토크가 큰 장점을 지니고 있다. 최근에는 제어기술과 반도체 소자 및 마이크로 프로세서의 발달과 함께 점점 고성능 교류전동기의 사용 빈도가 높아져 가는 추세이다. 이러한 교류 전동기 중 산업계에서 일반적으로 사용되는 것이 PMSM(Permanent Magnet Synchronizing Motor)이다.

교류 서보전동기를 구동하기 위해서는 회전자 위치에 따른 적절한 스위칭 동작이 필요하며, 이를 위해서는 회전자 위치각에 대한 정보를 검출하기 위한 위치 검출 장치가 필수적이라는 취약점을 가지고 있다. 회전자 위치각의 검출은 일반적으로 엔코더나 레졸버를 사용하나, 이러한 기계적인 외부 위치센서는 경제적으로 불리할 뿐만 아니라 열악한 조건에서 사용되는 경우에는 센서의 동작이 급격한 특성변화로 인해 신뢰성에 문제가 되는 경우가 있다. 이는 내충격성, 내식성, 고온, 고습 등이 요구되는 기기의 구조에서는 센서

타입의 PMSM 모터가 절대 불리하다. 따라서 센서의 설치 비용에 대한 부담을 줄이고, 외부환경에 강인성을 부여하기 위한 센서리스 구동에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

현재 영구자석 전동기의 센서리스 제어기법은 아주 많은 논문이 발표되어 있으며[1]-[6], 그것을 크게 대별하면, 역기전력 추정법, 자속추정법, state observer에 의한 방법 등이 있다. 역기전력 추정법은 전압과 전류를 측정하여 고정자 전압방정식으로부터 직접 역기전력을 계산해 내는 방법으로써, 전류를 미분해야 하므로 노이즈가 포함될 가능성이 많으며 이를 위해 필터를 사용하지만 위상지연의 문제가 항상 남아 있다. 또한, 전동기의 속도가 없는 초기 기동상태에서는 역기전력 또한 존재하지 않으므로 위치를 알 수 없다. 즉, 기동이 불가능하다는 단점을 지니고 있다. 자속추정법은 측정된 전압과 전류로부터 자속을 추정하는 방법이다. 이 방법은 자속을 얻기 위해 적분과정을 거치기 때문에 integrator drift 효과가 존재하게 되어 위치추정에 오차가 생기게 되므로 이것을 보정해 주기 위한 방법을 필요로 한다. 그러나 기동이 가능하다는 큰 장점이 있다. state observer에 의한 방법은 sliding mode observer나 extended Kalman filter 등 여러 가지 알고리즘이 제안되어 있으며, 위치나 속도보정이 가능하고 초기 기동 역시 가능한 장점이 있다. 그러나 알고리즘이 복잡하고 실시간 제어를 위해서는 좀더 고속의 연산제어를 필요로 하며, 일반적으로 DSP를 사용하여야 한다. 실제로 이 방법은 그 구현 가능성이 실험으로 보고되어 있지만 이는 프로세서의 성능에 좌우된다 할 것이다.

본 연구에서는 위치센서를 이용한 시스템의 단점을 극복하기 위해 센서리스 제어알고리즘의 한 방식을 제시한다. 본 연구에서 센서리스 제어를 위한 기본이론은 중첩의 원리(superposition principle)에 그 바탕을 두고 있다. 즉 전동기의 상태방정식을 구속시의 여자전압 및 상 전류의 상태방정식과 단락시의 역기전력 및 상전류의 상태방정식인 두 조건으로 분리하여 해석하고, 이러한 해석을 근거로 하여 운전중

접수일자 : 2001. 1. 6., 수정완료 : 2001. 7. 31.

박성준 : 동명대학 전기과(sjpark@yongma.tmc.ac.kr)

박한웅 : 해군사관학교 전기공학과(hawpark@hanmail.net)

김대웅 : LG전자 기술연구원(dykim@hanmail.net)

백승면 : LG전자 기술연구부장(smbak@hanmail.net)

이만형 : 부산대 기계공학부(mahlee@hyowon.cc.pusan.ac.kr)

의 전동기 역기전력성분에 의한 단락전류를 간단히 산출하여 역기전력 성분을 해석함으로써 위치각의 정보를 얻는 기법을 제안한다. 따라서 본 논문의 센서리스 구동방법은 역기전력 추정에 의한 것으로써, 기동이 불가능하다는 단점을 지니고 있다. 따라서 본 논문에서는 기동시 회전자계의 회전방향을 기동방향으로 천천히 회전시켜 전동기의 회전자각이 어느 정도 이를 따라가게 하는 free running 기법을 사용하고 있다. 시뮬레이션과 실험을 통해 결과를 제시함으로써 제안된 방식의 타당성이 입증하였다.

II. 영구자석 동기전동기의 모델링

1. 전동기의 전압방정식

정현적인 역기전력분포를 갖는 3상 영구자석형 동기전동기(PMSM)를 수식적으로 해석하기 위한 등가회로는 그림 1과 같다. 이 등가회로로부터 전압, 전류 및 임피던스의 관계식, 즉 회로방정식은 (1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 v_a, v_b, v_c 는 전동기의 a, b, c상 전압, i_a, i_b, i_c 는 a, b, c상 전류, e_a, e_b, e_c 은 a, b, c상 고정자 권선에 유도되는 역기전력, R_a, R_b, R_c 는 각 상의 권선 저항, L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} 는 각 상의 자기인덕턴스, $M_{ab}, M_{ac}, M_{bc}, M_{ba}, M_{ca}, M_{cb}$ 는 권선 간의 상호인덕턴스이다.

그림 1과 같은 정현적인 역기전력을 갖는 PMSM 전동기의 고정자 권선은 동일한 권선수로 전기각 120° 로 대칭구조를 갖고 있어 각 상에서 발생하는 자속은 다른 상에 1/2씩 쇄교하게 된다. 즉 모터의 원통형 회전자 특성을 표현할 때 각 고정자의 자기인덕턴스는 누설 자속 쇄교수들의 조합에 의존하고 자속 쇄교수들은 고정자 위상들을 동등하게 공유한다. 이것뿐 아니라 그 상호 인덕턴스는 회전자 위치와 독립된 변수로 취급할 수 있다. 따라서 각 상은 동일한 전기자 권선 저항을 가지고 있어 전기자 권선 저항 R_a, R_b, R_c 는 R 로

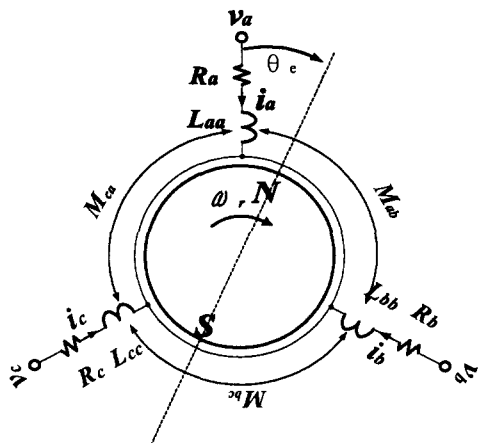


그림 1. PMSM 모터의 3상 등가 모델.
Fig. 1. Three phase equivalent circuit of PMSM.

대체할 수 있으며, 전기자 권선 간의 상호 인덕턴스 $M_{ab}, M_{ac}, M_{bc}, M_{ba}, M_{ca}, M_{cb}$ 는 M 으로 대체할 수 있고, 전기자 권선 자기인덕턴스 L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} 는 L_a 로 대체할 수 있다. 위에서 주어진 전동기의 변수들에서 (1)의 전압 방정식들은 다음과 같이 행렬로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_a & -p\frac{M}{2} & -p\frac{M}{2} \\ -p\frac{M}{2} & R + pL_a & -p\frac{M}{2} \\ -p\frac{M}{2} & -p\frac{M}{2} & R + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서, p 는 미분연산자($p = \frac{d}{dt}$)이다.

고정자의 자기 인덕턴스는 다음과 같은 등식을 따른다.

$$L_a = l + M \quad (3)$$

여기서, l 은 모터의 누설 인덕턴스이다. 전동기가 Y결선이 되어있다면 3상의 상전류는 평행이 되므로 (4)와 같이 표현할 수 있다.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (4)$$

(2), (3), (4)로부터 영구자석형 동기전동기의 전압방정식은 (5)와 같이 간단한 3×3 행렬로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL & 0 & 0 \\ 0 & R + pL & 0 \\ 0 & 0 & R + pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서, $L = l + \frac{3}{2}M$ 이다.

(5)의 각 상의 유기기전력 e_a, e_b, e_c 는 각 상권선에 쇄교되는 자속의 미분항으로 나타난다. 따라서 a, b, c 상 쇄교 자속수 $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$ 의 최대치를 λ_m 이라고 하면 각각의 표현은 (6)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \lambda_a &= \lambda_m \cos(\theta_e) \\ \lambda_b &= \lambda_m \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) \\ \lambda_c &= \lambda_m \cos(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서, θ_e 는 a상 고정자 권선을 기준으로 시계방향 회전에 따른 회전자의 전기각이다. 상 권선에 쇄교 자속으로부터 유기 기전력을 구하면 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} e_a &= \frac{d}{dt} \lambda_a = -\omega_e \lambda_m \sin(\theta_e) \\ e_b &= \frac{d}{dt} \lambda_b = -\omega_e \lambda_m \sin(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) \\ e_c &= \frac{d}{dt} \lambda_c = -\omega_e \lambda_m \sin(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, ω_e 를 회전자의 전기적 각속도라 하며 아래 식으로

주어진다.

$$\omega_e = \frac{d}{dt} \theta_e \quad (8)$$

$$\begin{aligned} e_\alpha &= -\sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e \lambda_m \sin(\theta_e) \\ e_\beta &= \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e \lambda_m \cos(\theta_e) \end{aligned} \quad (13)$$

2. 3상 교류 회로방정식 좌표변환

3상 영구자석형 동기전동기의 특성 파악이나 제어방식 도출을 위해서는 전압이나 전류가 3상인 것 보다 2상 교류로 나타내는 방법이 편리하다. 이와 같이 전동기의 해석을 다르게 하기 위해서는 바라보는 좌표를 변환 할 필요가 있고, 이를 좌표변환이라 한다.

3상 교류 좌표계(a-b-c)로부터 2상 교류 좌표계(α-β)로의 변환을 하기 위한 행렬은 (9)와 같이 정의하면, 그 변환결과 고정 두축 α-β 좌표로에서 본 전동기의 등가회로는 그림 2와 같다.

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

그림 2의 고정좌표계에서 본 2상 등가모델에서 전압방정식은 10과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R+pL & 0 \\ 0 & -R+pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

이것은 위에서 구한 3상 a, b, c상 회로방정식인 (5)에서 변환 행렬 C를 곱하면 된다.

여기서 $v_\alpha, v_\beta, i_\alpha, i_\beta, e_\alpha, e_\beta$ 는 (11), (12), (13)과 같다.

$$\begin{aligned} v_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}} (v_a - \frac{v_b}{2} - \frac{v_c}{2}) \\ v_\beta &= \frac{(v_b - v_c)}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} i_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}} (i_a - \frac{i_b}{2} - \frac{i_c}{2}) \\ i_\beta &= \frac{(i_b - i_c)}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (12)$$

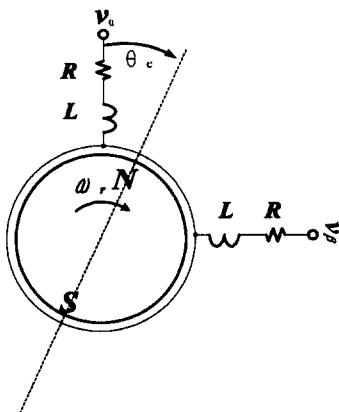


그림 2. PMSM 모터의 2상 등가 모델.
Fig. 2. Two phase equivalent circuit of PMSM.

고정좌표계인 두축 α-β 좌표에서 (10)을 정리하여 PMSM 모터의 상태 방정식으로 표현하면 (14)와 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (14)$$

이때 토크방정식은 (15)과 같이 주어진다.

$$T_e = p_{poles} \cdot \lambda_m (-i_\alpha \sin \delta + i_\beta \cos \delta) \quad (15)$$

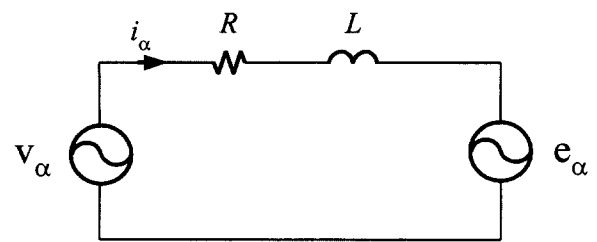
여기서, δ는 회전자와 고정자 사이의 각도이다.

3. 중첩의 원리를 이용한 PMSM의 센서리스 원리

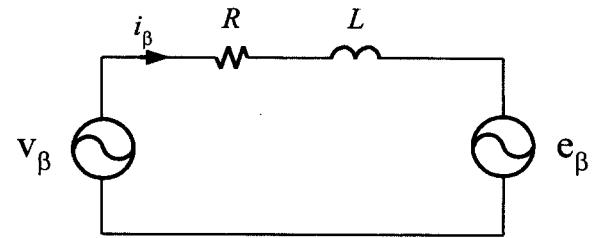
2상 교류좌표인 α-β 좌표축상으로 나타낸 영구자석동기기의 전압방정식을 전기회로로 표현하면 (10)으로부터 그림 3과 같은 고정된 두 기준 축(α-β)에서의 등가회로로 표현 할 수 있다.

그림 3의 α-β 좌표축상의 회로에서 알 수 있듯이 전동기의 전류를 형성하는 소스는 두 개의 전압원인 단자전압과 역기전력 전압이다. 따라서 두 개의 전압 소스를 분리하는 중첩의 원리를 사용하면 그림 4와 같은 등가회로로 표현 할 수 있다.

그림 4에 의하면 전동기에 흐르는 전류는 인버터에서 인가하는 전원전압과 전동기가 회전하므로 회전자자속에 의해 고정자권선에 발생하는 유기 기전력항으로 나타낼 수 있다. 전동기의 흐르는 전류는 전동기의 우수한 속도제어 및 과전류 검출을 위해서 필연적으로 검출되어야 하는 요소가 된다. 만일 전동기의 파라미터인 R, L만 알고 있다면 인버터

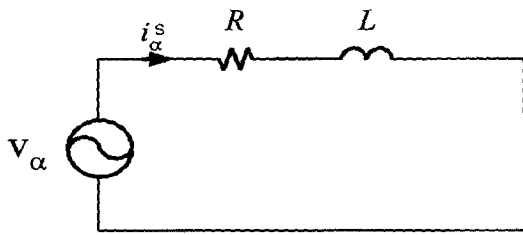


(a) α축 등가회로

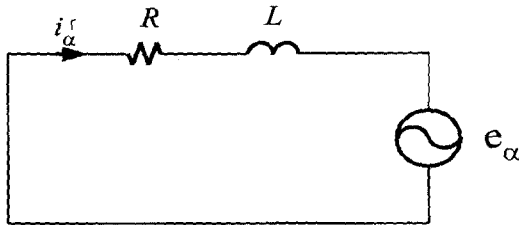


(b) β축 등가회로

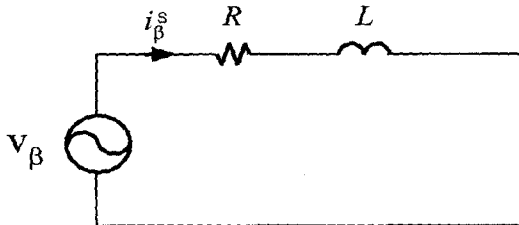
그림 3. α-β축으로 표현한 등가회로.
Fig. 3. Equivalent circuit of PMSM by α-β axis.



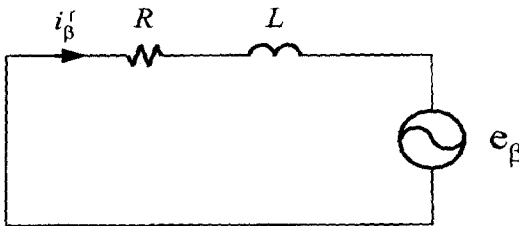
(a) α 축 단자전압에 대한 등가회로



(b) α 축 역기전력에 의한 등가회로



(c) β 축 단자전압에 대한 등가회로



(d) β 축 역기전력에 의한 등가회로

그림 4. 중첩의 원리를 사용한 PMSM의 등가회로.

Fig. 4. Equivalent circuit of PMSM using super-position principle.

다. 그림 4의 등가회로에서 인버터에서 출력되는 상전압과 전동기가 회전함으로써 발생하는 유기 기전력항으로 표현된 회로를 상태방정식으로 표현하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha^s \\ \dot{i}_\beta^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha^s \\ i_\beta^s \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha^r \\ \dot{i}_\beta^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha^r \\ i_\beta^r \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (17)$$

역기전력에 의한 전류의 크기는, 측정된 전동기의 실제 전류에서 (16)에 의해 계산된 상전압에 의한 전류성분을 빼면 계산되어질 수 있으며, 이것을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^r \\ i_\beta^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_\alpha^s \\ i_\beta^s \end{bmatrix} \quad (18)$$

따라서, 역기전력에 의한 전류 성분은 쉽게 취득가능하며, 이러한 역기전력의 전류성분은 역기전력 전압에 직접적으로 지배를 받게 된다. 즉 역기전력에 의한 전류항은 역기전력을 Low-Pass Filter를 통과한 물리량이 된다. 따라서 이론적으로는 역기전력에 의한 전류량으로부터 역기전력을 산출하기 위해서는 High-pass Filter를 통과시키면 바로 구할 수 있으나, High-pass Filter가 노이즈에 취약한 관계로 약간의 테크닉을 필요로 한다. 역기전력에 의한 전류 성분에서 역기전력을 역계산하기 위해서는 (17)에서 보는 바와 같이 전류의 미분항을 포함하고 있으므로 이식에 의한 역기전력에는 스위칭 노이즈가 많이 포함되어 있다. 이를 해결하기 위해 상태방정식의 수식적인 해로부터 역기전력을 계산하는 방식을 취할 필요가 있다. (17)의 상태방정식에서 α 축 역기전력에 대한 완전 해는 아래와 같다.

$$i_\alpha^r(t) = \frac{e_\alpha}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t}) + i_\alpha^r(0) e^{-\frac{R}{L}t} \quad (19)$$

이 해를 이산식으로 표현하면 (20)과 같이 표현할 수 있다.

$$i_\alpha^r(n) = \frac{e_\alpha(n)}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}\Delta T}) + i_\alpha^r(n-1) e^{-\frac{R}{L}\Delta T} \quad (20)$$

(20)에서 지수항은 전동기의 파라미터와 샘플링 시간이 결정되면 상수로 취급할 수 있으며 그 값을 아래와 같이 정의한다.

$$K_T = e^{-\frac{R}{L}\Delta T} \quad (21)$$

따라서 (20) 및 (21)으로부터 역기전력 항은 다음과 같이 주어진다.

$$e_\alpha(n) = \frac{R}{(1-K_T)} [i_\alpha^r(n) - K_T i_\alpha^r(n-1)] \quad (22)$$

따라서 (18)로 얻어진 $i_\alpha^r(n)$ 과 이전 샘플링구간에서 구한 $i_\alpha^r(n-1)$ 값으로부터 현재 상태의 α 축 역기전력 $e_\alpha(n)$ 값을 계산해 낼 수 있다. β 좌표축상의 역기전력도 같은 방법으로 구할 수 있으며, α - β 축의 역기전력이 주어진다면 회전자의 전기적 위치각은 아래와 같이 주어진다.

$$\theta_e = \tan^{-1} \frac{e_\alpha}{e_\beta} \quad (23)$$

(23)으로부터 구한 식도 엄밀히 말하면 역시 High-pass Filter를 통과한 것과 같다. 따라서 전기적 위치각의 노이즈 성분을 적절히 제거하기 위해서 간단한 예측기법을 사용한 개념도는 그림 5와 같다. 여기서 Z^{-1} 은 지연요소이다. 그림 5의 블록선도를 수식적으로 표현하면 아래와 같이 표현할 수 있다. 여기서 $\theta_e(K+1)$ 는 역기전력에 의해 계산되어진 위치각으로부터 다음 샘플링시의 위치각 예측치가 된다. θ_0 는

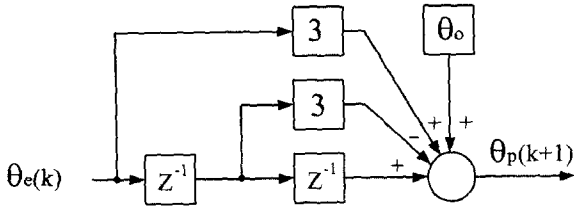


그림 5. 정방 위치예측 블록도.
Fig. 5. Flow diagram of quadratic position prediction.

초기동시의 위치각이 된다.

$$\theta_p(k+1) = 3[\theta_e(k) - \theta_e(k-1)] + \theta_e(k-2) + \theta_o \quad (24)$$

본 방식에서 회전자 위치각 추정은 역기전력상수와 무관하게 추정할 수 있지만, 전동기의 속도를 추정하기 위해서는 역기전력 상수를 알고 있어야 한다. α - β 축상의 역기전력이 주어진다면 회전자의 전기적 각속도는 아래와 같이 주어진다.

$$\omega_e = \frac{1}{K_E} \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \quad (25)$$

여기서, K_E 는 역기전력 상수이다. 전기적 각속도에서 기계적 각속도를 구하기 위해서는 전동기의 극수에 대한 정보가 필요로 한다. 전동기의 극수에 따른 전기각과 기계각의 관계식은 아래와 같다.

$$\omega_r = \frac{\omega_e}{p_{poles}} \quad (26)$$

여기서, p_{poles} 는 전동기의 폴 페어를 나타내고 있다.

4. 제어기의 구성

영구자석형 동기전동기를 제어함에 있어 3상 정지 좌표계에서 2상 정지좌표계(α - β)로 변환 후 2상 회전좌표계(d-q)로 변환 할 경우 모든 변수값이 직류로되며, 그 특성이 DC전동기와 동일한 형태가 되어 제어의 용이성이 부여된다. 3상 정지 좌표계에서 2상 정지좌표계(α - β)로 변환 및 그 역변환은 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} f_q^s \\ f_d^s \\ f_o^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} f_q^s \\ f_d^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (27)$$

2상 정지 좌표계에서 2상 회전좌표계(d-q)로 변환 및 그 역변환은 아래와 같다.

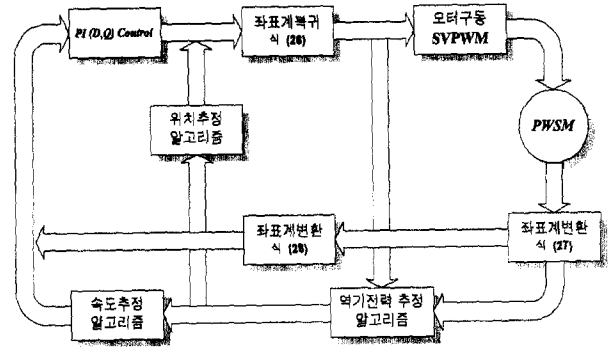


그림 6. 구동시스템의 블록선도.
Fig. 6. Block diagram of the drive system.

$$\begin{bmatrix} f_q^r \\ f_d^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_q^s \\ f_d^s \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$\begin{bmatrix} f_q^s \\ f_d^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_q^r \\ f_d^r \end{bmatrix} \quad (29)$$

그림 6은 제안된 알고리즘의 전체 블록도이다. 블록도에 있는 모터구동 SVPWM(space vector pulse width modulation)은 전압형 인버터(voltage source inverter, VSI)를 이용하였으며, 변조방식은 공간벡터 변조기법을 적용하였다. 하드웨어의 간략화를 위해서 인버터를 제외한 모든 알고리즘은 소프트웨어로 구성하였다. 알고리즘에서 샘플링 타임은 200 μ sec였다.

본 알고리즘을 구현하기 위한 입력으로는 DC-LINK 전압과 상전류이며, 이를 이용하여 2상 정지좌표로 변환 후 회전자의 위치 및 속도를 추정하고, 제어를 위해 2상 회전좌표계로 변환한다.

III. 실험결과 및 고찰

1. PMSM의 파라미터 측정

그림 7(a)는 본 연구에서 사용된 세탁기용 모터의 회전자의 모습이고 그림 7(b)는 고정자의 모습이다. 그림에서 보듯이 극수는 48극으로 저속용으로 설계된 모터이다.

그림 8은 본 피시험 전동기인 세탁기에 들어가는 PMSM 모터의 역기전력을 측정된 파형이다. 역기전력은 양호한 정

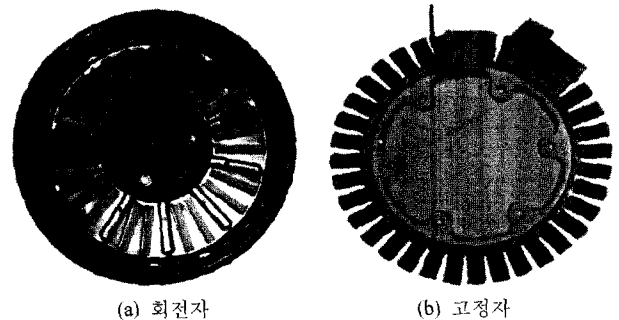


그림 7. 실험에 사용된 PMSM의 고정자와 회전자.
Fig. 7. Rotor & stator of PMSM used for experiment.

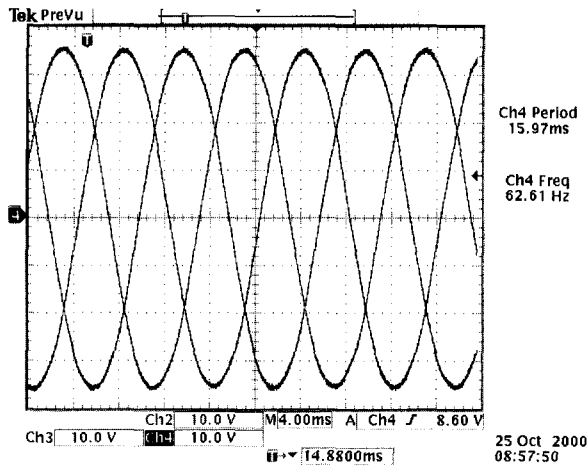


그림 8. a, b, c상의 역기전력 파형.
Fig. 8. EMF waveforms of a, b, c phase.

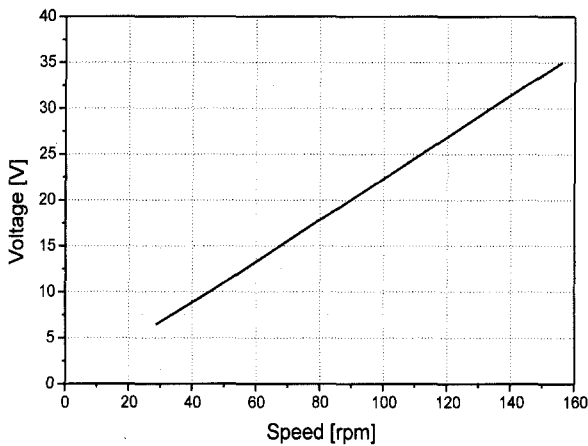


그림 9. PMSM의 역기전력.
Fig. 9. Back EMF of PMSM.

현파를 이루고 있음을 알 수 있다.

전동기의 회전속도를 변화시키면서 회전속도에 대한 역기전력의 관계를 그림 9에 나타내었다. 그림 9에서 알 수 있

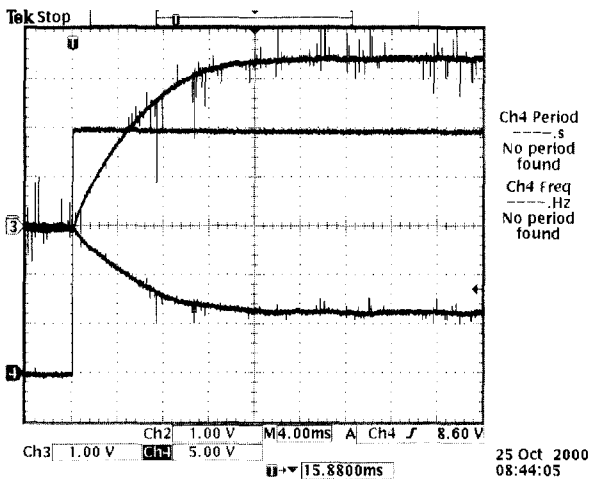


그림 10. 직류전압 인가시 전류파형.
Fig. 10. Current waveform at step DC voltage.

표 1. 측정된 전동기 파라미터.

Table 1. The measured motor parameters.

| | |
|--------------------|--------------------|
| Winding resistance | 1.981 [Ω] |
| Winding inductance | 10.8 [mH] |
| EMF constant | 0.224 [V/rpm] |
| Number of poles | 24 poles |
| Rated current | 6.0 [A] |
| Rated Speed | 600 [rpm] |

듯이 모터의 회전속도에 대한 역기전력의 값이 거의 98% 이상의 선형성을 가짐을 알 수 있었다. 따라서 이 같은 결론은 역기전력만 계산되어진다면 역기전력 상수 K_E 를 곱하므로 속도는 쉽게 구할 수 있다. 또한 센서리스 제어를 위한 중요한 파라메타인 저항 R과 인덕턴스 L을 측정하기 위해 그림 10과 같이 24V 직류전압을 인가했을 때 나타나는 전류 파형을 나타낸 그림이다. 그림 10에서 전동기의 각 상에 대한 전류 파형의 상승곡선을 분석하여 R과 L 값을 찾을 수 있다.

본 실험은 표 1에 주어진 측정된 파라미터를 가지는 PMSM의 축 자기장 상에서 수행되어진다.

그림 11은 앞에서 계측한 R, L이 정확한 지를 검증하기 위해 전동기를 구속한 상태, 즉 역기전력이 영인 상태에서 단자전압에 변화하면서 (16)의 상태방정식의 해와 실제 전류해를 비교한 파형이다. 이 그림에서도 알 수 있듯이 입력 전압의 변화에도 불구하고 거의 완벽에 가깝게 실제 전류를 추정하는 것을 알 수 있다. 이는 전동기의 파라메타 중에서 R, L 값은 정확함을 보여주는 것이다.

전동기 단자를 단락시킨 후 외부에서 전동기를 회전시켰을 경우 전동기 전류 및 예측전류 파형이 그림 12이며, 단자 전류, 추정역기전력 및 인코더에서 검출한 회전자의 전기적 위치를 나타낸 것이 그림 13이다. 그림 13에서 알 수 있듯이 α 축 역기전력과 회전자 위치각의 영점이 일치한 것으로 보아 양호한 위치를 추정함을 알 수 있다.

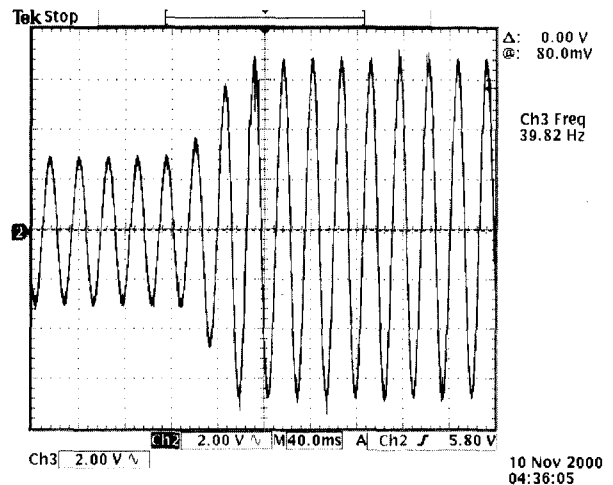


그림 11. 전동기 전류 및 예측전류 파형(회전자 구속시).
Fig. 11. Motor current and estimate current wave-forms(The rotor is locked).

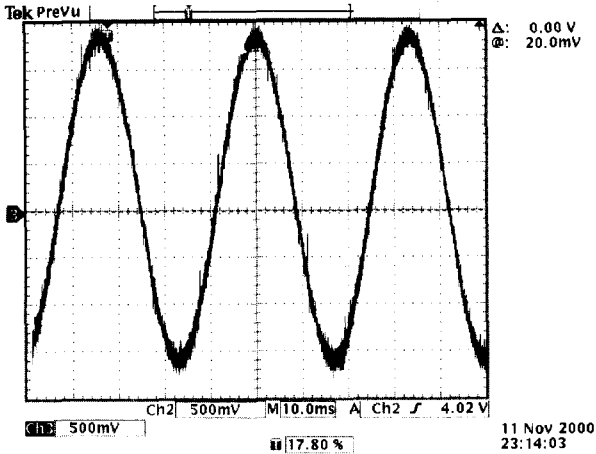


그림 12. 전동기 전류 및 예측전류 파형(고정자 권선 단락시).
Fig. 12. Motor current and estimate current wave-forms(The stator windings are short-circuited).

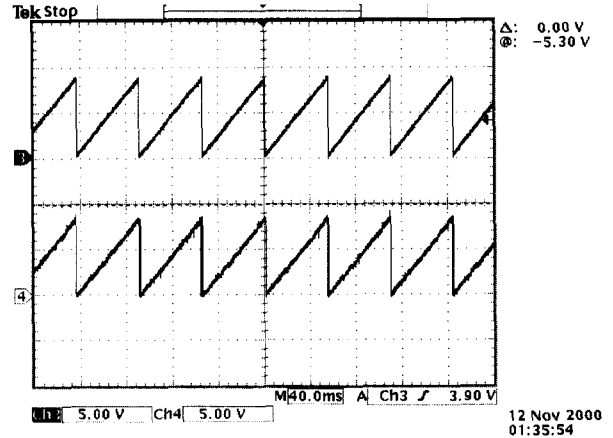


그림 15. 실제각도와 추정각도.
Fig. 15. Actual & estimated angle.

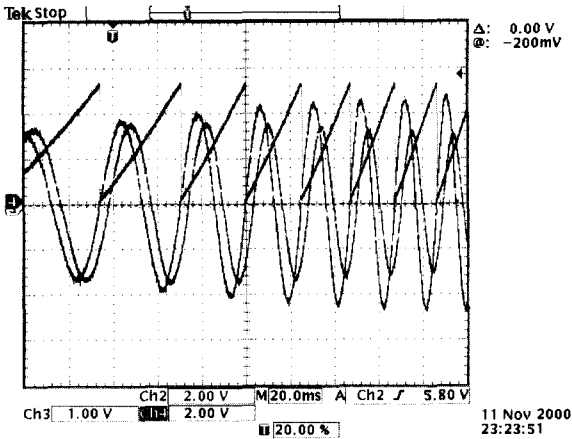


그림 13. 회전자전류, 역기전력 및 실제 회전자 위치.
Fig. 13. Waveforms of the rotor current, back EMF & actual rotor position.

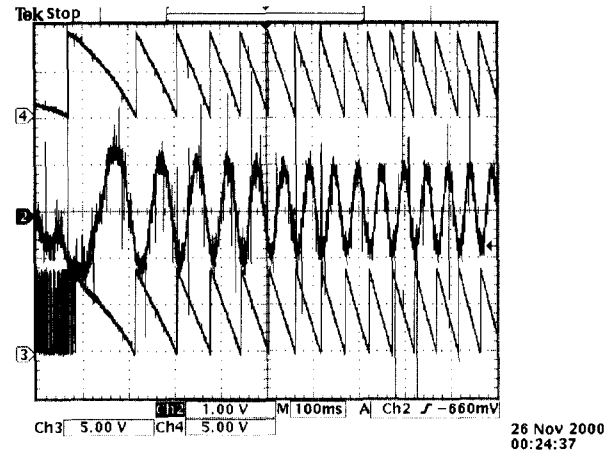


그림 16. 기동시 단자전류, 추정각도 및 실제각도.
Fig. 16. Actual & estimate position angle at starting.

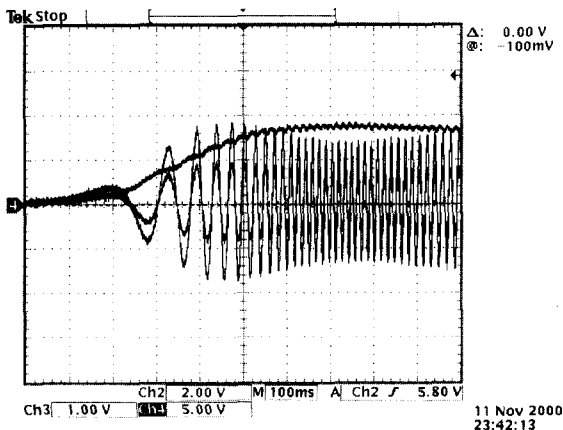


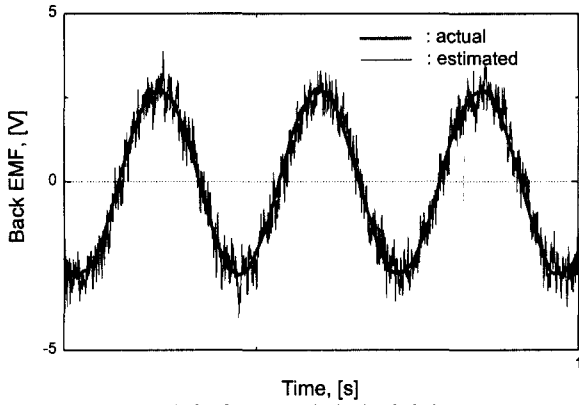
그림 14. 외부 전동기에 의한 구동시 회전자 전류 및 추정전류.
Fig. 14. Rotor current & estimated current by external motor drive.

그림 14는 그림 13과 같은 조건에서 외부전동기에 의해 구동시킨 경우 전동기 권선 전류와 추정전류 및 추정속도를 나타내고 있다.

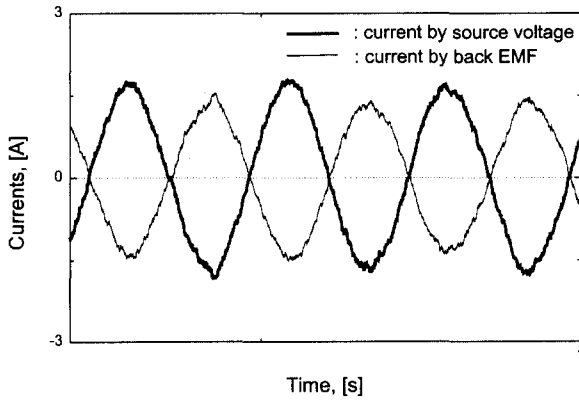
그림 15는 제안된 알고리즘에 의해 센서리스 제어를 행하였을 경우 실제 회전자위치 및 추정회전자 위치를 나타내고 있다. 그림에서 보는바와 같이 회전자의 위치 추정은 양호하게 이루어짐을 알 수 있었다.

그림 16은 센서리스 제어에 의해 기동시 단자전류, 추정각도 및 실제각도를 나타내고 있다. 원통형 PMSM은 인덕턴스가 회전자의 위치에 관계없이 일정하므로 초기 위치에 대한 정보를 얻을 수 없다. 따라서 기동시에는 초기 위치값을 영으로 보고 기동을 한다. 따라서 기동특성은 회전자의 초기위치에 따라 조금 다르게 나타난다.

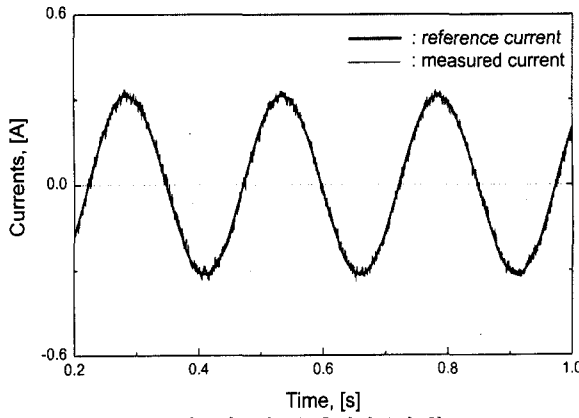
그림 17과 18은 제안된 센서리스 알고리즘의 역기전력 추정성능을 나타내기 위해 제시한 파형이다. 여기서 전동기 구동시 실제 역기전력은 직접 측정할 수 없기 때문에 측정 한 속도로부터 계산한 값이다. 그림 17은 부하토크가 1 Nm일 때 제안된 센서리스 알고리즘에 의해 전동기를 10 rpm으로 구동시킨 경우의 결과를 나타내고 있다. 여기서 속도가 낮으면 역기전력이 매우 작게 되므로 10rpm은 센서리스로 전동기를 구동할 수 있는 저속 한계값이다. 그림 17(a)에서 알 수 있듯이 제안된 알고리즘은 역기전력 추정 성능이 우수함을 알 수 있다. 또 그림 17(b)는 전원전압에 의한



(a) 실제 역기전력 및 추정 역기전력



(b) 추정된 전원에 의한 전류와 역기전력에 의한 전류



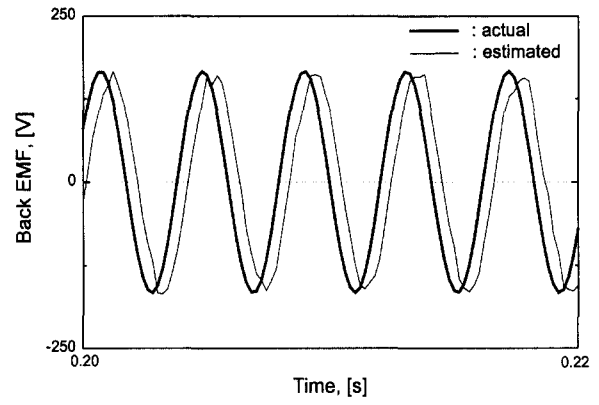
(c) 기준전류와 두 추정전류의 합

그림 17. 제안된 알고리즘에 의한 역기전력 추정 특성(부하 토크는 1Nm, 속도는 10rpm인 경우).

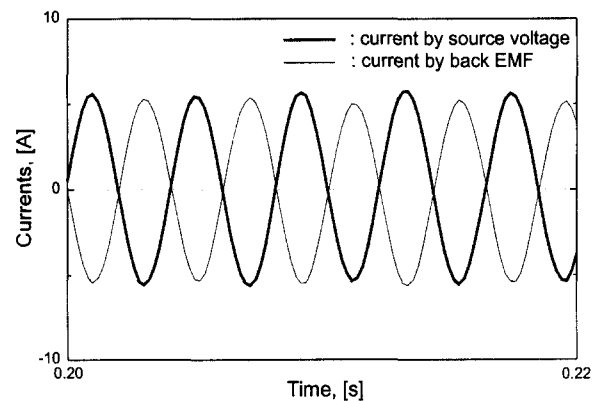
Fig. 17. Back EMF estimation by proposed algorithm(When load torque is 1Nm and speed is 10rpm).

전류와 역기전력에 의한 전류 파형을 나타내고 있다. 이 두 추정전류를 합하면 그림 17(c)의 측정된 고정자전류가 되며, 이 고정자전류는 기준전류파형을 잘 추종하고 있음을 알 수 있다. 따라서 그림 17(a)와 (c)로부터 제안된 방법은 타당성이 입증되었음을 알 수 있다.

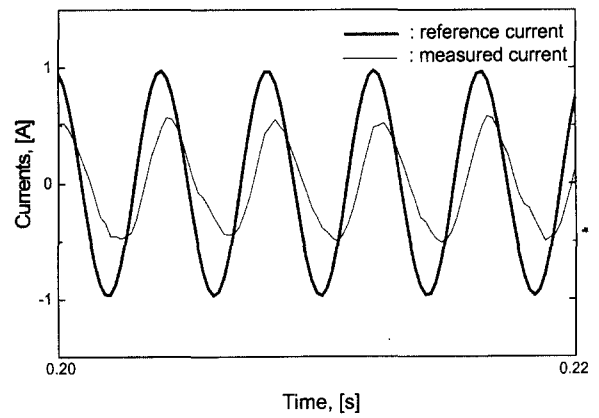
그림 18은 같은 부하조건에서 전동기를 정격속도인 600rpm으로 운전시켰을 경우의 결과를 나타내고 있다. 그림 18(a)의 역기전력 추정 결과에서 알 수 있듯이 속도가 증가할수록 실제 역기전력과 추정 역기전력 사이에는 어느 정도



(a) 실제 역기전력 및 추정 역기전력



(b) 추정된 전원에 의한 전류와 역기전력에 의한 전류



(c) 기준전류와 두 추정전류의 합

그림 18. 제안된 알고리즘에 의한 역기전력 추정 특성(부하 토크는 1Nm, 속도는 600rpm인 경우).

Fig. 18. Back EMF estimation by proposed algorithm(When load torque is 1Nm and speed is 600rpm).

위상차가 존재하며, 이것은 고정자 단자전압 및 고정자전류 측정시 사용한 Low-pass filter와 마이크로프로세서 컨트롤러의 sampling time의 영향에 기인한 것이다. 그림 18(c)의 기준전류와 추정전류의 파형으로부터 이것을 확인할 수 있다. 이러한 오차는 곧 위치 추정에서의 오차를 발생시키며, 속도가 더욱 증가하면, 센서리스로 전동기를 구동할 수 없게 된다. 그러나 제안된 알고리즘은 어느 정도의 역기전력 추정 오차에도 불구하고 센서리스구동이 가능함을 그림 18로써 확인할 수 있었다. 따라서 결론적으로 제안된 방법은 저

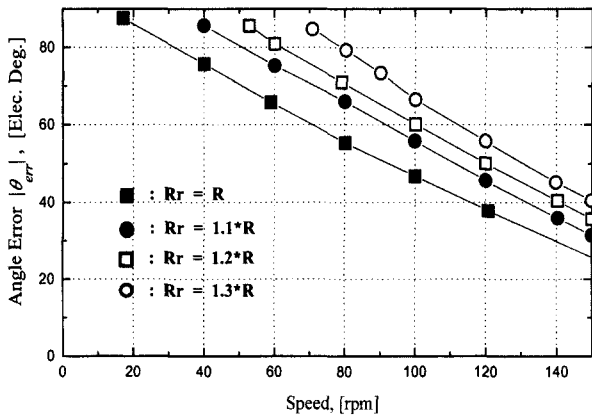


그림 19. 고정자 저항값의 변화에 따른 실제 각도와 추정각도 사이의 오차.

Fig. 19. Errors between the actual and estimated angle according to the stator resistance variations.

속인 10rpm부터 정격속도인 600rpm에 까지 센서리스 구동이 가능함을 보여주고 있다.

그림 19는 전동기의 파라미터 중 센서리스 구동 특성에 가장 큰 영향을 미치는 고정자 저항값이 변화하였을 때, 정상상태에서 실제 각도와 추정각도 사이의 오차를 나타내고 있다. 이때 실험은 전동기를 충분히 냉각한 후 외부에서 저항을 삽입하고 고정자저항이 실제값에서 10%, 20%, 30%로 변화하였다고 가정하고 측정한 것이다. 예상되는 바와 같이 속도가 낮은 영역에서는 역기전력의 값이 작기 때문에 전기각으로 각도오차가 매우 크며, 고속영역으로 갈수록 오차가 줄어드는 것을 알 수 있다. 또 저항값의 오차가 클수록 각도 오차도 크며, 운전가능한 저속영역의 범위가 줄어드는 것을 알 수 있다. 또한 저항값이 30% 이상 변화한 경우에는 센서리스로 전동기를 구동시킬 수 없었다. 그림에서 보이는 이러한 각도오차는 상당히 큰 값으로, 이는 주로 제어알고리즘의 샘플링주기와 전압 및 전류의 검출을 위해 사용한 필터회로에 기인하는 것이다. 본 실험에서는 샘플링타임을 200 μs로 하고 필터회로를 대략적으로 설계하였지만, 좀더 고속 연산이 가능한 프로세서를 사용하고 필터회로의 파라미터를 최적의 값으로 설정하면 각도오차가 줄어들고 운전가능한 저속영역도 더욱 넓어질 수 있을 것으로 사료된다.

IV. 결론

본 연구에서는 중첩의 원리를 바탕으로 한 센서리스 제어알고리즘의 한 방식을 제시하였다. 즉 전동기의 상태방정

식을 구축시 및 단락시의 두 개의 상태방정식을 분리하여 해석하고, 이러한 해석을 근거로 하여 운전중의 전동기 역기전력성분에 의한 단락전류를 간단히 산출하여 역기전력성분을 해석함으로써 위치각의 정보를 얻는 기법을 제안함에 있다. 제어알고리즘의 타당성을 검증하기 위해 세탁기에 사용되어지는 PMSM 전동기를 이용하여 실험한 결과 다음과 같은 특성을 얻을 수 있었다.

1) 본 제어알고리즘에서는 역기전력 상수에 대한 정보를 갖지 않고 회전자의 위치를 추정할 수 있었다.

2) R, L값이 30[%]인 ±0.6[Ω] 정도 변하더라도 안정된 센서리스제어가 가능하였다.

3) 초기 기동시 회전자의 초기위치에 따라 기동특성이 다소차이를 보이고 있다. 초기위치를 고정하기 위해 회전자의 위치를 정렬할 경우 회전자의 위치에 따라 정렬특성이 다르게 나타난다.

본 제어알고리즘을 PMSM에 적용할 경우 제품의 성능향상은 물론 구조물의 간단성 때문에 생산성 향상과 내구성의 증가를 기대할 수 있다고 생각한다. 아울러 모터의 특성이나 제조 메이커가 바뀌더라도 모터의 파라미터만 알 수 있으면 쉽게 바뀐 시스템에 접근할 수 있다.

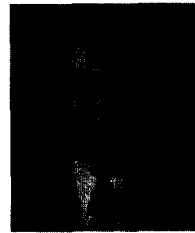
참고문헌

- [1] T. M. Jahns, "Torque production in permanent magnet synchronous motor drives with rectangular current excitation," *IEEE Trans. Indust. Applicat.*, vol. 20, no. 4, pp. 803-813, July/June, 1984.
- [2] H. R. Bolton and R. A. Ashen, "Influence of motor design and feed-current waveform on torque ripple in brushless DC drive," *Proc. of IEE*, vol. 131, Part B, no. 3, pp. 82-90, May, 1984.
- [3] D. Hanselman, J. Y. Hung, and M. Keshura, "Torque ripple analysis in brushless permanent magnet motor drive," *Proc. ICEM 92*, Manchester, UK, pp.823-827, Sept., 1992.
- [4] H. Le-Huy, R. Perret, and R. Feuillet, "Minimization of torque ripple in brushless DC motor drive," *IEEE Trans. Indust. Applicat.*, vol. 22, no. 4, pp. 748-755, July/Aug., 1986.
- [5] J. Y. Hung and Z. Ding, "Minimization of torque ripple in permanent magnet motors," *Proc. 18th IEEE Industrial Electronics Conf.*, San Diego, CA, pp. 459-463, Nov., 1992.
- [6] D. C. Hanselman, "Minimum torque ripple, maximum efficiency excitation of brushless permanent magnet motors," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 41, no. 3, pp. 292-300, June, 1994.



박 성 준

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 동대학원 석사(1993). 동 대학원 박사(1996). 2000년 부산대 지능기계과 박사과정 수료. 1996년~2000.2 거제대학 전기과 조교수. 2000.3~현재 동명대학 전기전자계열 조교수. 관심분야는 전력전자, 전동기제어 및 컴퓨터응용 제어.



박 한 응

1983년 부산대 전기공학과 졸업. 동대학원 석사(1987). 동대학원 박사(1997). 1990년~현재 해군사관학교 전기공학과 조교수. 관심분야는 전력전자, 전동기제어 및 인공지능 제어.



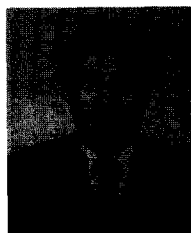
김 대 응

1972년 10월 23일생. 1999년 한국해양대학교 공과대 제어계측공학과 졸업(공학사). 2001년 2월 부산대학교 일반대학원 메카트로닉스 석사과정 졸업(공학석사). 2000년 12월~현재 LG전자(주) 디지털 어플라이언스 사업본부연구소 연구원.



백 승 면

1960년 9월 24일생. 1984년 7월 경북대학교 공과대 전자공학과 졸업. 1998년 2월 부산대학교 일반대학원 지능기계 석사과정 졸업. 1984년 7월~현재 LG전자(주) 디지털 어플라이언스 사업본부연구소 책임연구원.



이 만 형

1969년 부산대 전기공학과 졸업 및 동대학원 석사(1971). 미국 오리건 주립대 전기·컴퓨터공학과 박사(1983). 1975년~현재 부산대학교 기계공학 부교수. 석좌교수, 관심분야는 메카트로닉스 및 확률제어, 비선형제어, 랜덤 프로세스 및 파라메타 추정기법.