

영구자석 매입형 BLDC 전동기 센서리스 제어시스템의 위치검지 오차분석 및 모델링

李東明[†], 金學源^{*}, 趙官烈^{**}

An Analysis of Position Detection Error of Sensorless Controller and Modeling of Drive System for Interior Permanent Magnet BLDC Motors

Dong-Myung Lee, Hag-Wone Kim, Kwan-Youl Cho

요 약

본 논문에서는 120도 통전방식의 영구자석 매입형 전동기의 센서리스 제어에 있어서 회전자 위치를 검출하기 위하여 사용되는 비통전상의 단자전압에 대한 분석을 행한다. 본 연구에서 모터의 비통전상의 단자전압으로부터 얻어지는 위치 정보가 실제의 회전자 위치보다 앞서 있음을 보이며, 이러한 위치 검지 오차에 대한 정량적 분석 및 제어시스템의 모델링을 행한다. 시뮬레이션 및 실험 결과는 제안한 모델링 및 위치 오차의 정량적 분석이 타당함을 보여준다. 또한, 위치 검지 오차에 의해 진상각이 과도하게 증가됨으로 인해 발생하는 이상전류 현상을 분석하며, 이러한 이상전류를 제거하기 위해서는 제어기에서 증가하는 진상각은 속도 및 부하 증가시 감소해야함을 제시한다.

ABSTRACT

This paper proposes the modeling of sensorless drive system using 120 degree conduction method for IPM (Interior Permanent Magnet) BLDC motors and analyzes characteristics of the terminal voltage that is used to detect the rotor position. This paper shows that the ZCP (Zero-Crossing Point) of the measured terminal voltage used in sensorless control is ahead of that of the back EMF of IPM motors because they have a saliency. This research also analyzes that the amount of position detection error is related to saliency, rotor speed, and load condition. In addition, this paper shows that motors have bigger advance angles than we have expected because the ZCP of terminal voltage precedes the actual ZCP, and under operation conditions such as heavy load and high speed it may generate abnormal currents that flow toward opposite direction after phase current becomes zero.

Key Words : Interior permanent magnet motor, advance angle, position detection error, sensorless control

1. 서 론

최근 가전제품의 에너지 저감, 저소음 요구의 증가

및 전력전자 기술의 발전에 따라 종래의 정속 운전모드에서 인버터 기술을 이용한 가변속 시스템의 개발 및 적용이 활발히 이루어지고 있다. 이러한 가변속 시스템에 사용되는 모터로는 유도전동기 등에 비해 효율이 높고, 저속에서도 고 토크를 내는 등 토크 및 소음 특성 등이 우수한 BLDC (Brushless DC) 모터가 주로 이용되고 있다. BLDC 모터는 영구자석의 취부 형태에 따라 SPM (Surface Mounted Permanent Magnet, 영구자석 표면 부착형) BLDC 모터와 IPM

[†]교신저자 : 정회원, 삼성SDI 중앙연구소 책임연구원

E-mail : dm0503.lee@gmail.com

^{*}정회원, LG전자 DA연구소 책임연구원

^{**}정회원, 충주대 정보제어공학과 조교수

접수일자 : 2006. 9. 18 1차 심사 : 2006. 10. 27

심사완료 : 2006. 12. 8

(Interior Permanent Magnet, 영구자석 매입형) BLDC 모터로 구분할 수 있다. IPM BLDC 모터는 회전자의 돌극성 (saliency)에 의한 리럭턴스 토오크를 이용할 수 있어 SPM BLDC 모터에 비해 고 효율 운전이 가능하며, 영구자석이 회전자 코어 내에 삽입되어 있으므로 자석 이탈 방지를 위한 별도의 가이드 캔 (can) 이 필요하지 않은 장점이 있다.

저가격화 및 센서를 사용할 수 없는 환경에서 BLDC 모터의 속도 제어를 위해서는 센서리스 운전이 필요하며, 이러한 모터의 절대 위치 정보를 얻기 위한 여러 가지 방식이 제안되고 있다^{[1]-[4]}. 본 연구에서는 120도 (혹은 2상) 통전방식을 사용하여 구형과 형태의 유기전압 (EMF, ElectroMotive Force)을 가진 IPM 모터의 센서리스 제어를 행한다.

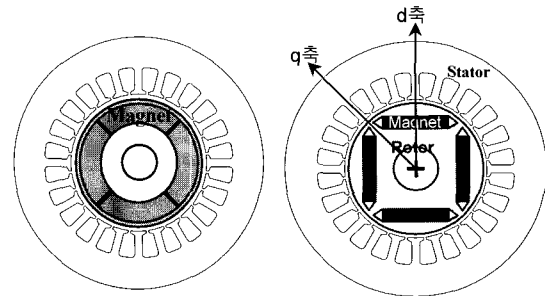
120도 통전방식을 위한 여러 가지의 회전자 위치 검출 방식 중, 본 연구에서는 모터의 회전자 위치 정보를 가지고 있는 비통전상의 (open phase)의 상전압과 DC link 전압의 Zero-Crossing Point (ZCP)로부터 회전자의 위치를 검출하는 방식을 사용한다. 한편, IPM 모터는 SPM 모터와는 달리 회전자의 위치에 따라 인덕턴스값이 변하는 특징을 가지고 있어 비통전상의 단자전압의 형태는 SPM 모터와는 다른 형태로 나타나므로 이에 대한 모델링을 행한다. 또한, IPM BLDC 모터의 센서리스 속도 제어기에 있어서, ZCP에 의해 검출된 회전자 위치 신호와 실제 회전자 위치가 다르게 나타나는 회전자 위치 검지 오차 발생원인 및 이에 따른 이상전류 발생 현상을 분석하며, 이의 검증을 위하여 실험 및 시뮬레이션을 행한다.

2. 본 론

2.1 모터의 상태방정식

그림 1은 영구자석 BLDC의 대표적인 두 가지 형태인 영구자석 (a) 표면 부착형 (b) 매입형 BLDC 모터를 나타낸다. SPM 모터의 경우에는 영구자석의 이탈 방지를 위한 캔이 필요하며, 와전류에 따른 캔 손실로 인해 효율저하가 발생한다. 이에 비하여 매입형 BLDC 모터는 영구자석 매입구조이므로 캔 손실이 없고 고속 회전 등에 적합한 구조이며, 돌극성에 의한 리럭턴스 토오크를 이용할 수 있다.

IPM BLDC 모터는 SPM BLDC 모터와 달리 회전자의 위치에 따라 인덕턴스가 달라지므로, 센서리스 운전에서 회전자 검출에 사용되는 open phase 즉 비통전상의 전압은 SPM 모터와는 다른 형태를 가진다. 이러한 IPM모터의 상태방정식은 식 (1)과 같다^[5].



(a) 표면 부착형 (SPM) (b) 매입형 (IPM)
그림 1 영구자석 BLDC 모터

Fig. 1 Permanent Magnet Brushless DC motor

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + p \left\{ \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서, p 는 미분 연산자이며, E 는 EMF를 나타낸다. IPM 모터에서의 인덕턴스는 회전자의 위치에 따라 유효공극의 크기가 변화하므로 고정자 인덕턴스가 회전자의 위치에 따라 달라지는 위치의 함수이다. 식 (1)로 표현된 IPM 모터의 상태방정식에서 미분항 $p(LI)=i \cdot xpL + L \cdot xpi$ 의 형태로 나타나며, 식 (1)과 미분항은 식 (2), (3)과 같이 나타난다.

$$[V] = R_s \cdot [I] + [I] \cdot p[L] + [L] \cdot p[I] + [E] \quad (2)$$

여기서,

$$p \left\{ \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \right\} = p \begin{bmatrix} a & d & e \\ d & b & f \\ e & f & c \end{bmatrix} \cdot [i] + \begin{bmatrix} a & d & e \\ d & b & f \\ e & f & c \end{bmatrix} \cdot p[i]$$

$$p \begin{bmatrix} a & d & e \\ d & b & f \\ e & f & c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g & h & i \\ h & i & g \\ i & g & h \end{bmatrix} \quad (3)$$

한편, 행렬의 구성은 아래와 같다.

- a. $L_a = L_{ls} + L_{g0} - L_{g2} \cdot \cos 2\theta$
- b. $L_b = L_{ls} + L_{g0} - L_{g2} \cdot \cos(2\theta + 2\pi/3)$
- c. $L_c = L_{ls} + L_{g0} - L_{g2} \cdot \cos(2\theta - 2\pi/3)$
- d. $L_{ab} = L_{ba} = -0.5L_{g0} - L_{g2} \cdot \cos(2\theta - 2\pi/3)$
- e. $L_{ca} = L_{ac} = -0.5L_{g0} - L_{g2} \cdot \cos(2\theta + 2\pi/3)$
- f. $L_{bc} = L_{cb} = -0.5L_{g0} - L_{g2} \cdot \cos 2\theta$

- g. $2 \cdot L_{g2} \cdot \omega_e \cdot \sin 2\theta$
- h. $2 \cdot L_{g2} \cdot \omega_e \cdot (\sin 2\theta - 2\pi/3)$
- i. $2 \cdot L_{g2} \cdot \omega_e \cdot (\sin 2\theta + 2\pi/3)$

여기서, $L_d = L_{ls} + \frac{3}{2}(L_{g0} - L_{g2})$, $L_q = L_{ls} + \frac{3}{2}(L_{g0} + L_{g2})$
 L_{ls} : 누설 인덕턴스
 L_d : d축 인덕턴스, L_q : q축 인덕턴스

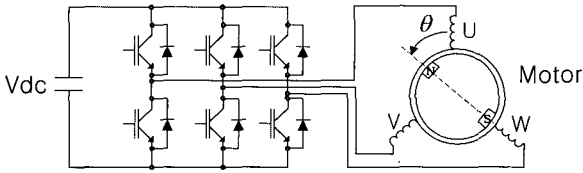


그림 2 IPM 모터 제어기의 해석 모델
 Fig. 2 Analytic model for IPM motor drive

IPM 모터의 발생 토크는 마그네틱 토크 (T_m)와 리럭턴스 토크 (T_r) 두 성분으로 나타낼 수 있다.

$$T_m = (E_a \cdot i_a + E_b \cdot i_b + E_c \cdot i_c) / \omega_m$$

$$T_r = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot (L_d - L_q) \cdot i_{ds}^e \cdot i_{qs}^e$$

$$T_e = T_m + T_r \tag{4}$$

여기서, $\begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} = I \begin{bmatrix} -\sin \phi \\ \cos \phi \end{bmatrix}$ (5)

한편, I는 고정자 전류 크기, ϕ 는 q축과 고정자 전류와의 사이각을 나타낸다.

2.2 인버터 모델링 및 EEC 모델

2상 통전방식의 환류 (freewheeling) 구간 및 모드에 따른 상전압은 단자전압을 구한 후 중성점전압과의 관계를 이용하여 구한다. 모델링 및 분석에 사용되는 정의는 그림 3에 나타난 EEC (Electrical Equivalent Circuit) 모델을 사용한다. 2상 통전에서의 모드에 따른 EMF 및 스위칭 신호 (혹은 전류 파형)는 그림 4와 같다. 속도 조절 즉 토크는 PWM 듀티에 의해 제어되며, 본 연구에 사용된 제어기의 PWM은 120도 통전 기간 중 후반 60° 구간에서 스위칭을 하는 후단 PWM을 사용한다.

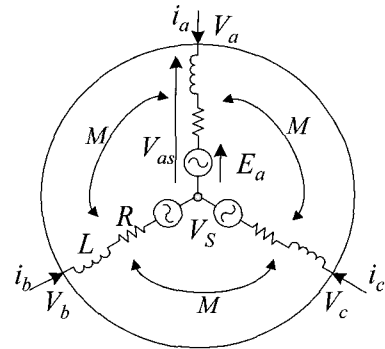


그림 3 EEC model
 Fig. 3 Electrical equivalent circuit model

여기서,
 V_a, V_b, V_c : 단자전압 (DC link 기준)
 V_{as}, V_{bs}, V_{cs} : 상전압 (V_s 기준)
 V_s : 모터 중성점전위 (DC link 기준)
 i_a, i_b, i_c : 상전류
 E_a, E_b, E_c : 모터 유기전압

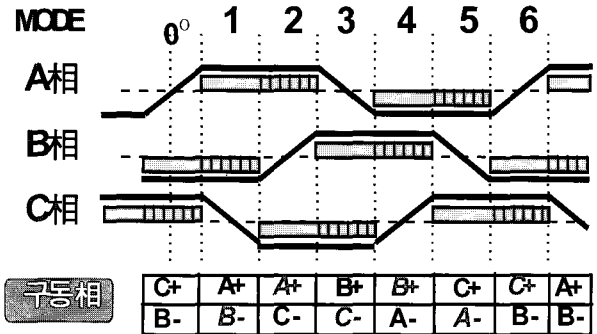


그림 4 모드에 따른 유기전압 및 스위칭 신호
 Fig. 4 EMF and switching signals corresponding to operation mode

2.3 전압방정식

2.3.1 단자전압 방정식 (SPM 모터의 경우)

단자전압은 DC link의 가상 중성점을 기준으로 하여 각 상에 대한 인가전압의 형태로 나타내며, 우선 모드 6에서 1로 변환되는 경우를 예로 인버터의 단자전압에 대하여 설명한다. 모드 6에서 1로 변환 시, 그림 5, 6과 같이 B상의 하측 스위치가 PWM하게 된다. 이때 C상 전류는 환류하게 되고, B상 전류는 스위치 온 시에는 스위치를 통해 흐르고, 스위치 오프 시에는 다이오드를 통해 환류하게 되므로, 각 상의 인가전압은 식 (6), (7)로 표시된다.

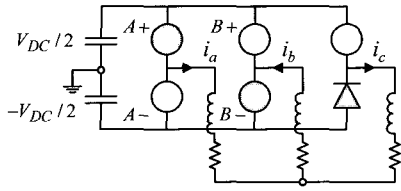


그림 5 전류 흐름도 (스위치 온, 모드 6→1)
Fig. 5 Current flow for switch on during transition from mode 6 to mode 1

$$V_a = \frac{1}{2} V_{DC}, V_b = -\frac{1}{2} V_{DC}, V_c = -\frac{1}{2} V_{DC} \quad (6)$$

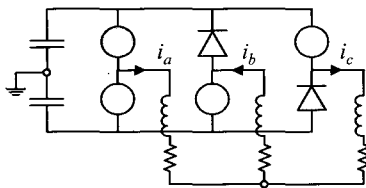


그림 6 전류 흐름도 (스위치 오프, 모드 6→1)
Fig. 6 Current flow for switch off during transition from mode 6 to mode 1

$$V_a = \frac{1}{2} \cdot V_{DC}, V_b = \frac{1}{2} \cdot V_{DC}, V_c = -\frac{1}{2} \cdot V_{DC} \quad (7)$$

한편, 모드 1의 시작은 C상에 흐르던 전류의 환류가 끝난 시점이며, 모드 1에서는 모드 변환 시와는 달리 모터의 3상 중 1상이 비통전 상태이며, 모터의 유기전압이 비통전상에 추가되는 형태로 단자전압이 결정된다. 한편, IPM 모터에서의 단자전압의 형태는 회전자 위치에 따라 달라지는 인덕턴스에 따른 유기전압 성분이 존재하며, 정량적인 분석은 이후 섹션에서 행한다. 우선 모델링의 간결성을 위해서 SPM 모터를 예로 모드 1, 스위치 온 시의 단자전압은 식 (8)과 같다.

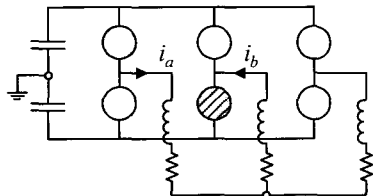


그림 7 전류 흐름도 (스위치 온, 모드 1)
Fig. 7 Current flow for switch on during mode 1

$$V_a = \frac{1}{2} \cdot V_{DC}, V_b = -\frac{1}{2} \cdot V_{DC} \text{ 이고}$$

$$V_c = V_{cs} + V_s = E_c + V_s = E_c - (E_a + E_b) / 2 \quad (8)$$

식 (8)에서 비통전상의 단자전압 V_c 는 SPM 모터의 경우 식 (9)의 관계로부터 얻어진다. 여기서, 중성점전압 V_s 는 $V_a + V_b = 0$ 의 조건을 이용하고, 상전압 V_{cs} 는 SPM 모터의 경우 $I_{cs} = 0$ 인 조건에서 E_c 와 같으므로, 식 (8)의 V_c 를 구할 수 있다.

$$V_{as} + V_{bs} = V_a + V_b - 2V_s = E_a + E_b$$

$$V_s = -(E_a + E_b) / 2 \quad (9)$$

식 (8)에서, 유기전압의 합인 $E_a + E_b$ 는 모드 1에서 이상적인 경우 0이 된다. 따라서 단자전압 V_c 는 스위치 온 시 유기전압 E_c 의 형태로 나타나므로 비통전상의 단자전압으로부터 회전자 위치 정보를 얻을 수 있다. 그림 8은 스위치 오프 시의 전류 흐름을 보인다. 이때 B상의 전류 i_b 는 B+의 다이오드를 통하여 환류한다.

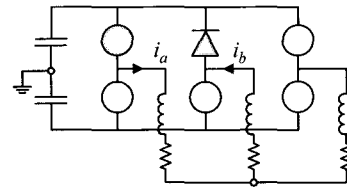


그림 8 전류 흐름도 (스위치 오프, 모드 1)
Fig. 8 Current flow for switch off during mode 1

스위치 오프 시의 V_c 도 동일한 방식으로 얻을 수 있다. 중성점전압 V_s 는 스위치 오프 시 $V_a + V_b = V_{dc}$ 의 조건을 이용하면, 단자전압 V_c 는 식 (10)과 같이 나타난다.

$$V_a = \frac{1}{2} \cdot V_{DC}, V_b = \frac{1}{2} \cdot V_{DC}$$

$$V_c = E_c - (E_a + E_b) / 2 + V_{DC} / 2 \quad (10)$$

2.3.2 IPM 모터의 단자전압 방정식

SPM 모터에서 회전자의 위치 검출에 사용되는 비통전상의 단자전압인 식 (8)을 다시 쓰면 아래와 같다.

$$V_c = V_{cs} + V_s = E_c + V_s = E_c - (E_a + E_b) / 2 \quad (11)$$

이에 비해 매입형 영구자석 모터 즉 IPM 모터의 단자전압은 식 (12)와 같이 나타난다. 식 (11)과 비교 시 2개 항이 추가됨을 볼 수 있다.

$$V_c = E_c + V_s^{open} - (E_a + E_b + V_s^\theta) / 2 \quad (12)$$

여기서,

V_s^θ : 회전자 위치에 따른 유기전압 변화분

V_s^{open} : 회전자 위치에 따른 비통전상의 전압변화분

우선 식 (12)에 나타난 회전자의 위치에 따른 유기 전압 변화분 V_s^θ 는 아래의 관계로부터 얻어진다. V_s 로 표시된 중성점전압은 SPM 모터의 경우 아래에 다시 기술한 식 (9)를 통하여 구하였다.

$$V_{as} + V_{bs} = V_{as} + V_{bs} = V_a + V_b - 2V_s = E_a + E_b$$

이에 비해 IPM 모터의 경우, 식 (9)의 C상이 비통전인 경우를 예로 보면, $p(LI)$ 항이 존재하게 되므로 미분항이 존재한다. 식 (1)을 이용하여, 모터 상전압의 합을 구하면 식 (13)과 같이 나타난다.

$$V_{as} + V_{bs} = R_s \cdot (i_a + i_b) + p(L_a i_a + L_{ab} i_b + L_{ba} i_a + L_b i_b) + (E_a + E_b) \quad (13)$$

식 (13)의 미분항을 정리하면 식 (14)와 같다.

$$p[L_{ab}(i_a + i_b) + (L_a i_a + L_b i_b)] \quad (14)$$

여기서, 모드 1 운전 조건인 C상이 비통전인 경우 $i_c = 0, i_a + i_b = 0$ 인 점을 이용하더라도 식 (14)의 앞항은 소거되지만, 뒷항은 소거되지 않음을 알 수 있다. 따라서, 식 (14)의 뒷항을 단자전압 모델링에 반영해야 한다.

한편, IPM 모터에 있어서는 V_s^{open} 로 표시된 비통전상의 회전자 위치에 따른 전압 변화분 또한 존재한다. SPM 모터의 경우 식 (8)에서 C상이 비통전된 경우 i_c 는 영이고, $i_a + i_b = 0$ 이 되어, $V_{cs} = E_c$ 로 가정하였으나, IPM 모터의 경우에서의 비통전상의 상전압은 모터의 상태 방정식 식 (1)과 $i_c = 0$ 인 조건을 이용하여 식 (15)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{cs} = E_c + V_s^{open} = E_c + p(L_{ca} i_a + L_{cb} i_b) \quad (15)$$

2상 통전방식에서 회전자 위치 검출에 사용되는 비통전상에 대한 전압 방정식을 정리하면 식 (16)과 같이 나타나며, 전압변화분을 정리하면 표 1과 같다.

$$V_a = E_a + V_s^{open} - (E_b + E_c + V_s^\theta) / 2$$

$$\begin{aligned} V_b &= E_b + V_s^{open} - (E_c + E_a + V_s^\theta) / 2 \\ V_c &= E_c + V_s^{open} - (E_a + E_b + V_s^\theta) / 2 \end{aligned} \quad (16)$$

표 1 비통전상에 대한 전압변화분

Table 1 Additional voltages appeared in the open phase corresponding to the rotor position

비통전상	V_s^θ	V_s^{open}
A상	$p(L_b \cdot i_b + L_c \cdot i_c)$	$p(L_{ab} \cdot i_b + L_{ac} \cdot i_c)$
B상	$p(L_c \cdot i_c + L_a \cdot i_a)$	$p(L_{bc} \cdot i_c + L_{ba} \cdot i_a)$
C상	$p(L_a \cdot i_a + L_b \cdot i_b)$	$p(L_{ca} \cdot i_a + L_{cb} \cdot i_b)$

제어기 모델링에서는 모드에 따른 단자전압을 구한 후 모터의 중성점전위를 이용하여 모터의 상전압을 구한다. 구해진 상전압을 이용하여 모터의 상전류, 토오크, 회전자 전기각을 구하게 된다. 따라서 인덕턴스 변화가 중성점전위에 미치는 영향 또한 고려해야 한다. SPM 모터에서의 고정자의 중성점전위 V_s 는 식 (17)과 같으며, IPM 모터의 경우의 중성점전압 V_s 는 식 (18)과 같이 나타난다. 식 (18)을 (17)과 비교했을 때 V_n^θ 항이 추가되었음을 알 수 있다. 여기서, SPM 모터의 V_s 는 식 (19)와 같이 단자전압과 상전압의 관계를 이용하여 구한다^[6].

$$V_s = \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) - \frac{1}{3}(E_a + E_b + E_c) \quad (17)$$

$$V_s = \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) - \frac{1}{3}(E_a + E_b + E_c + V_n^\theta) \quad (18)$$

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = V_a + V_b + V_c - 3V_s = E_a + E_b + E_c \quad (19)$$

식 (18)의 V_n^θ 는 회전자의 위치에 따른 중성점전위 변화분이며, 이는 상태 방정식인 식 (1)로부터 식 (20)과 같이 구할 수 있다. 이 때 $i_a + i_b + i_c = 0$ 와 $p(LI)$ 에서 $\sum[p(L) \times I]$ 인 조건을 이용한다.

$$V_n^\theta = l \cdot p i_a + m \cdot p i_b + n \cdot p i_c \quad (20)$$

여기서,

$$l = (a + d + e) = L_{ls} - L_{g0} \cdot [2 \cos 2\theta + \cos(2\theta + 2\pi/3)]$$

$$m = (d + b + f) = L_{ls} - L_{g0} \cdot [2 \cos(2\theta + 2\pi/3) + \cos(2\theta - 2\pi/3)]$$

$$n = (e + f + c) = L_{ls} - L_{g0} \cdot [\cos 2\theta + \cos(2\theta + 2\pi/3) + \cos(2\theta - 2\pi/3)]$$

3. 모델링 및 실험 결과 비교

그림 9는 시뮬레이션 순서도이다. 계산 루프가 시작되면 위치에 따른 EMF와 L행렬을 계산하고 모드를 결정한다. 이 후 각 모드에 따른 단자전압을 구한다. 단자전압은 환류가 종료되었는가에 따라 분기하며 이때 스위치가 온인지 오프인지에 따라 서로 다른 단자전압 값을 가지게 된다. 또한 환류 중인 상에 대해서는 상전류의 방향 및 스위치 온/오프 여부에 따라 네 가지 형태의 단자전압치를 가진다. 이러한 단자전압을 구한 후 중성점전위와 위치에 따른 중성점 변화분을 계산하여 상전압과 상전류를 구한 후 이 전류를 고정자에서 2상의 회전 좌표계 전류로 변환하여 발생 토오크를 구하고 모터의 위치를 갱신한다. 다음 계산 루틴에서 갱신된 회전자 위치에 따라 루프를 반복 수행하게 된다.

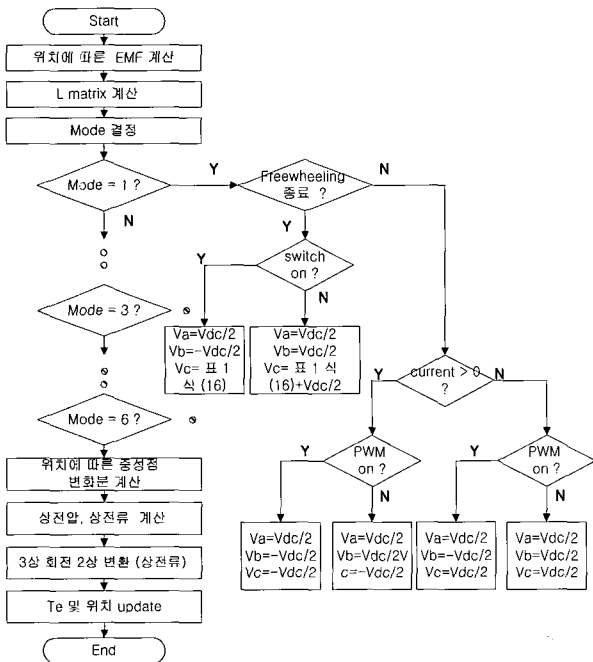
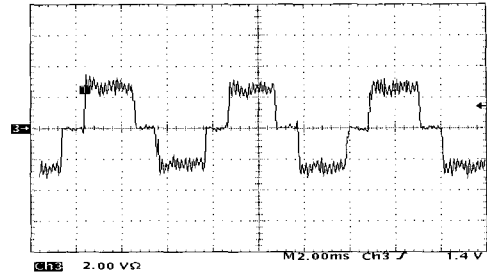
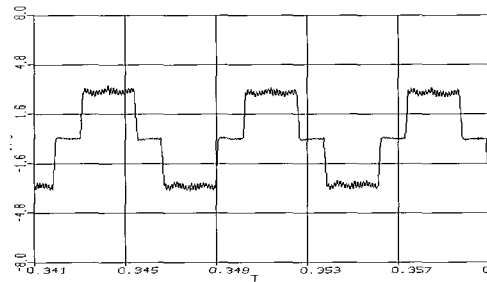


그림 9 시뮬레이션 순서도
Fig. 9 Flowchart for simulation of the sensorless IPM motor drive

모델링의 타당성을 확인하기 위하여 실험 및 시뮬레이션을 행하였다. 실험은 다이내모 세트 (dynamo set)를 사용하여 부하를 인가하였다. 그림 10과 11은 서로 다른 부하 조건에서의 전류의 실험 및 시뮬레이션 파형이다. 그림에서 볼 수 있듯이 전류 실험 파형과 시뮬레이션 파형의 크기와 형상이 일치함을 볼 수 있다.

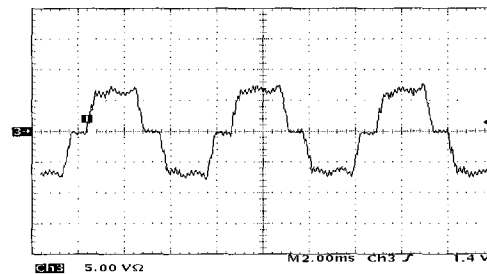


(a)

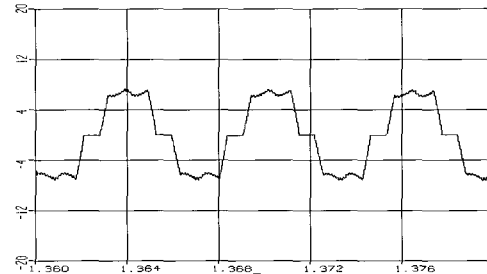


(b)

그림 10 (a) 전류 실험 파형@4200[rpm], 5.4kg-cm, 2A/div
(b) 전류 시뮬레이션 파형@4200[rpm], 3.2A/div
Fig. 10 Current waveforms of (a) experiment and (b) simulation @4200[rpm] under 5.3 kg-cm



(a)

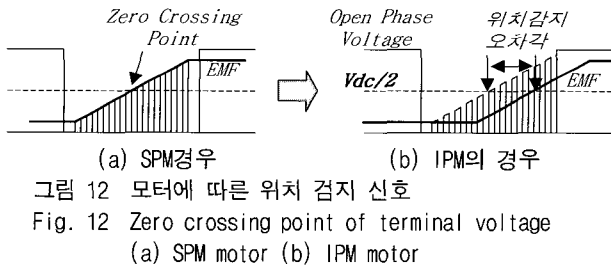


(b)

그림 11 (a) 전류 실험 파형 @4800[rpm], 15kg-cm, 5A/div
(b) 전류 시뮬레이션 파형 @4800[rpm], 8A/div
Fig. 11 Current waveforms of (a) experiment and (b) simulation @4800[rpm] under 15 kg-cm

4. IPM BLDC 모터의 위치검출 오차분석

BLDC 모터의 속도를 제어하기 위해서는 회전자의 절대 위치 정보가 필요하다. 120도 통전방식의 경우 회전자 위치의 검출 방법은 다양한 방식이 제안되었으나 재료비 등을 감안하면 모터의 비통전상에 나타나는 유기전압으로부터 회전자의 위치를 검출하는 방법이 가장 효과적이다. 즉, 비통전상의 단자전압과 DC link 전압의 ZCP로부터 회전자의 위치를 검출한다. 그림 12는 위치검지에 사용되는 ZCP가 SPM 모터와 IPM 모터에서 어떻게 다르게 나타나는지를 보인다. 120도 통전방식에서 SPM 모터의 경우 비통전구간에서의 모터 단자전압은 그림 12와 같이 EMF의 ZCP (1/2V_{dc}기준)와 일치한다. 반면 IPM 모터의 경우 단자전압은 실제 유기전압보다 앞서 ZCP가 발생하게 되어 제어기는 실제의 모터 회전자 위치보다 앞서는 신호를 위치 신호로 인지하게 된다.



앞 장의 분석에서는 모드 1에서 C상의 단자전압이 감소하는 구간에서 모터의 단자전압 등을 비교하였으나, 해석의 편의를 위하여 A상의 전압이 증가하는 구간인 모드 6을 기준으로 설명한다. 위치 검출에 사용되는 비통전상인 A상의 단자전압은 앞에서 설명한 것과 같이 식 (21)의 형태를 가진다.

$$\begin{aligned}
 V_a &= E_a + V_s^{open} - (E_b + E_c + V_s^\theta) / 2 \\
 V_a &= E_a - (E_b + E_c) / 2 + \alpha \\
 \alpha &= V_s^{open} - V_s^\theta / 2
 \end{aligned}
 \tag{21}$$

여기서, 비통전상에 발생하는 추가적인 전압인 α 를 모터 검지 오차분이라고 정의하며, 표 1에 나타난 V_s^{open} , V_s^θ 로부터 구할 수 있으며, 정량적인 값으로 표시하면 아래와 같이 구할 수 있다. 그림 4로부터 A상의 전류는 영이고, B상과 C상의 전류는 크기는 같고 방향이 서로 반대임을 알 수 있다. 따라서 식 (22)가

성립한다.

$$i_{bs} = \text{negative}, i_{cs} = \text{positive}, |i_{bs}| = |i_{cs}| \tag{22}$$

수식의 간략화를 위하여 전류의 미분항을 무시하고, 표 1의 값을 α 항에 대입 정리하면 식 (23)과 같다.

$$\begin{aligned}
 p \cdot i_{bs} &= p \cdot i_{cs} = \text{zero} \\
 \alpha &= V_s^{open} - V_s^\theta / 2 \\
 &= p(L_{ab} \cdot i_b + L_{ac} \cdot i_c) - p(L_b \cdot i_b + L_c \cdot i_c) / 2 \\
 &= h \cdot i_{bs} + i \cdot i_{cs} + (d - e) p i_{bs} - \frac{h \cdot i_{cs} + i \cdot i_{bs} + (b - c) p i_{bs}}{2} \\
 &= 3 / 2 \cdot (i - h) \cdot i_{cs}
 \end{aligned}
 \tag{23}$$

식 (3)의 행렬 값을 이용하여 식 (23)을 정리하면 위치 오차항인 α 는 식 (24)와 같이 나타난다.

$$\alpha = \sqrt{3} \cdot (L_q - L_d) \cdot \omega_e \cdot \cos 2\theta \cdot i_{cs} \tag{24}$$

식 (24)에서 α 항은 모터의 돌극성 정도, 회전 속도, 회전자 위치, 전류의 크기로 구성됨을 볼 수 있다. 여기서, i_{cs} 는 A상이 비통전인 모드 6에 해당하는 것이므로 i_{cs} 는 전류량을 대표하는 항목이다. 따라서 이러한 위치 감지 오차는 모터의 인덕턴스차, 회전속도에 비례하여 증가하며, 같은 속도의 경우에는 전류가 커짐에 따라 증가함을 볼 수 있다. 한편, θ 값은 전기각이고, 모드 6에서는 -30° 에서 30° , 모드 3에서는 150° 에서 210° 구간에서 비통전의 상태에 있으므로 $\cos 2\theta$ 값은 $\cos 0^\circ - \cos 60^\circ$ 의 값을 가지며, α 항은 단자전압의 ZCP지점에서 가장 큰 값을 가짐을 알 수 있다.

5. 오차각 확인실험

위치 감지 오차 발생정도를 확인하기 위하여 다이내모 실험 및 동일한 조건에서의 시뮬레이션을 행하였다. 실험에서의 모터의 위치는 모터에 부착된 엔코더를 통하여 절대 위치를 검출하였다. IPM 모터의 120도 통전방식에서는 모터의 리액턴스 토오크 성분의 이용 및 속도에 따른 전류의 정상상태 도달시간 등을 고려하여 진상각 (advance angle) 제어를 이용한다. 이러한 진상각 제어 방식은 단자전압의 ZCP를 검지한 후 30° 시점에서 다음 모드로 전환하는 것이 아니라 이보다 먼저 다음 모드로 전환시키는 제어를 의미한다. 그

림 4와 같이 EMF의 평평한 구간과 정상상태에 도달한 전류의 평평한 구간이 일치하도록 제어하는 경우 ZCP 발생 후 30° 시점에 전류를 통전하는 것이고 이때의 진상각은 0°이다. 한편, 다이노모 세트에서는 25°의 진상각을 인가하였다. 즉 ZCP 발생 후 5° 이후 전류를 통전시키기 위한 스위칭을 시작한다.

그림 13은 엔코더 신호에 의해 모터를 운전 시 단자전압과 전류 실험 파형이다. 그림 13의 단자전압과 점선으로 표시된 $1/2V_{dc}$ 의 교차점인 ZCP가 발생한 후 전류가 흐르기 시작하는 시간의 차이는 520 μ s로 나타난다. 실험에서는 엔코더 신호의 위치 신호를 로직 회로로 구성하여 모터를 구동하는 것이므로 단자전압의 ZCP를 기준으로 모터를 구동한 것이 아니고, 모터의 EMF를 기준으로 실험을 한 것이 된다. 다이노모 실험에서는 120도 도통 구간 중 앞쪽 60도 구간에서 PWM을 행하는 전단 PWM을 적용하였다. 그러나 실제 개발된 모터 제어기는 후단 PWM을 사용하였고, 제어기 모델링도 실제 제어기와 동일한 후단 PWM을 기준으로 모델링되었기 때문에 시뮬레이션과 다이노모 실험에서의 단자전압은 다른 형태를 가지나, ZCP에 의해 나타나는 위치 정보는 전단 PWM과 후단 PWM의 두 가지 경우 동일하다고 하겠다. 엔코더 부착 실험 시 120 Hz로 운전하고 있으며, 실험 장치는 엔코더에 대한 절대 위치의 ZCP가 발생 후 5° (진상각 25°) 이후에 전류가 흐르도록 제어 되므로 단자전압의 ZCP와 전류의 시간 차이는 115.74μ s ($1/120 \text{ Hz} \times 5^\circ / 360^\circ$) 이어야 한다. 그러나 실험에서 나타난 520 μ s는 전기각으로 22.46°에 해당하므로 실제 회전각 위치보다 17.46° ($22.46^\circ - 5^\circ$) 앞서 단자전압의 ZCP가 발생함을 알 수 있다.

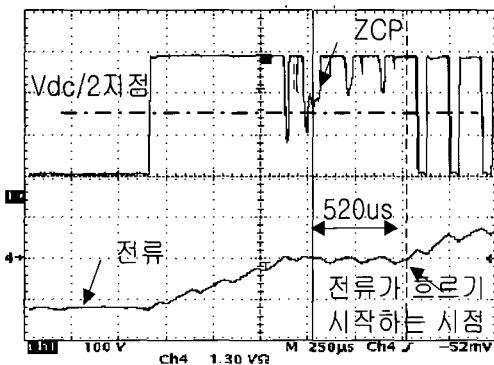


그림 13 ZCP와 상전류 (엔코더 위치정보 이용 실험)
 Fig. 13 Angle difference between ZCP and phase current in the experiment using encoder information for rotor position

그림 14는 실험과 동일한 부하 조건 및 속도에서의 시뮬레이션 파형이다. 유기전압의 ZCP 발생 5° 이후에 통전시켰을 때의 단자전압, 유기전압, 전류파형을 표시한다. 그림 14에서 $V_{dc}/2$ 지점과의 EMF ZCP를 비교해보면 500 μ s의 차이가 남을 볼 수 있다. 이는 실험치인 17.46°와 일치한다.

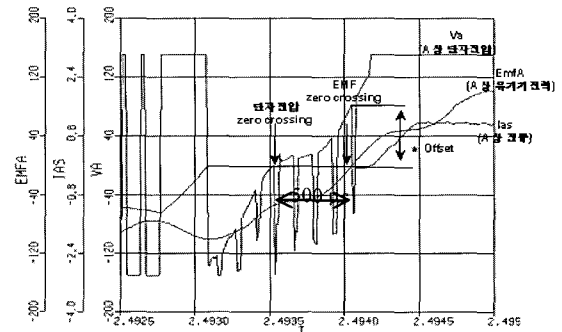


그림 14 ZCP 확대 파형 (시뮬레이션)
 Fig. 14 ZCP of open phase voltage in simulation

6. 진상각 과도에 따른 영향

본 연구에서 분석한 것과 같이 IPM 모터에서는 단자전압의 ZCP 시점이 앞당겨지는 현상으로 인해서 실제 진상각이 예상한 진상각보다 많이 인가되는 형태가 된다. 또한 이러한 위치 감지 오차 발생에 따라 그림 15와 같이 부 방향으로 원치 않는 전류가 흐른 현상이 흐르게 된다. 이러한 반대 방향으로의 전류 발생하는 것은 진상각 과도에 의해 발생하는 것이며, 그림 16의 시뮬레이션 파형에서도 실험과 같이 이상전류가 나타남을 알 수 있다. 실험 및 시뮬레이션에 사용된 모터의 상수는 표 2의 타입 C이다.

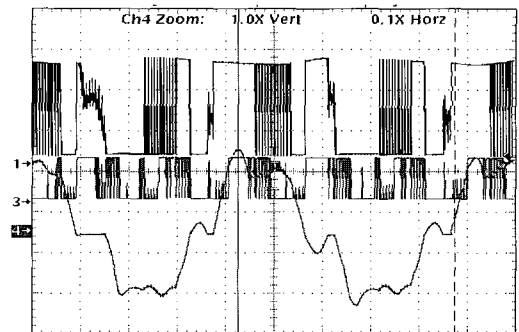


그림 15 제어기 진상각 28°일 때의 단자전압과 상전류 (실험 파형)
 Fig. 15 Measured terminal voltage and its phase current with advance angle=28°

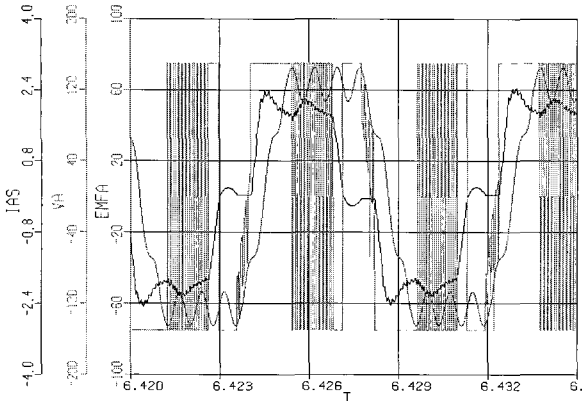


그림 16 그림 15와 동일한 조건에서의 단자 전압, EMF, 상전류 (시뮬레이션 파형)
 Fig. 16 Simulation results of terminal voltage, EMF, and current waveform with the same condition of Fig. 15

표 2 Type 별 모터 상수
 Table 2 Motor parameters for different type

	Type A	Type B	Type C
K_e [V/RPM]	0.035	0.035	0.049
R_s [Ω]	2.0	4.0	4.2
L_d [mH]	15	19	28
L_q [mH]	44	56	81

그림 17은 A상의 전류가 감소하여 비통전상이 되는 모드 6인 경우의 단자전압의 구성 성분을 표시하며, 이상전류가 없는 경우이다. 단자전압인 식 (16)을 정리하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned}
 V_a &= E_a + V_s^{open} - (E_b + E_c + V_s^\theta) / 2 \\
 &= E_a - (E_b + E_c) / 2 + V_s^{open} - V_s^\theta / 2 \\
 &= Emf_sum + \alpha
 \end{aligned}
 \tag{25}$$

식 (25)는 유기전압의 합으로 표시된 EMF_sum 성분과 α 항으로 표시된다. 위치 검지각 오차에 의해서 A상의 전류가 영이 된 이후 지점에서 A상의 단자전압이 음을 값을 갖도록 하는 유기전압의 합 성분 (EMF_sum)과 α 항이 증가하므로 이러한 오차 검지량이 부하 조건 및 속도 등에 의하여 증가하는 경우, 환류가 끝나는 시점에서의 비통전상 단자전압의 값이 $-1/2V_{dc}$ 보다 낮아지게 되어 A-의 다이오드가 도통하여 반대 방향으로 흐르는 이상전류가 발생하게 된다. 표 3은 동일한 EMF 상수를 가진 모터에 대한 실험

및 시뮬레이션을 통해 얻어진 위치 오차각을 나타낸다. B타입의 경우 A타입에 비하여 큰 L_q-L_d 값을 가지게 되어, A타입에 비하여 낮은 전기주파수에도 위치 검지 오차가 크을 볼 수 있다. 표 3은 위치 검지 오차각에 의한 부방향의 전류가 흐르는 경우 이 오차각이 $24^\circ \sim 25^\circ$ 이상일 때 나타남을 알 수 있다. 그림 18은 진상각 20° 로 제어시의 시뮬레이션 파형이다. 위치 오차각의 영향으로 진상각이 과도하게 인가되어 발생하는 이상전류가 진상각을 적게 인가함으로써 제거됨을 알 수 있다. 따라서, 이상전류 발생을 억제하기 위해서는 속도 및 부하 전류량에 따라 진상각을 감소시켜 모터를 제어해야 함을 알 수 있다.

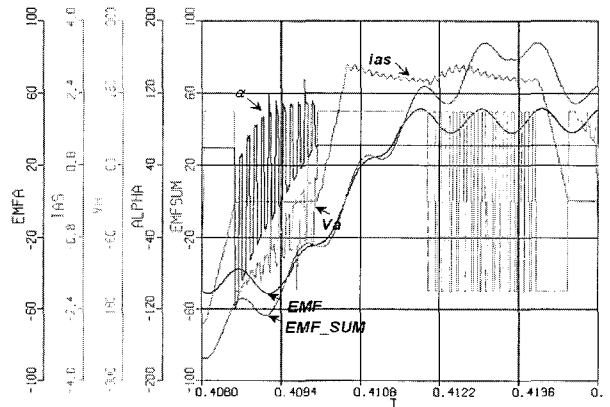


그림 17 단자전압의 구성성분
 Fig. 17 Components consisting of open phase voltage

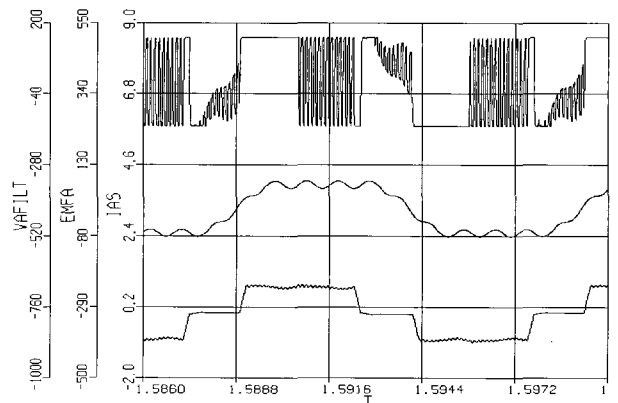


그림 18 진상각 20° 제어 시 단자전압, EMF, 상전류 시뮬레이션 파형
 Fig. 18 Simulation results of terminal voltage, EMF, and its current waveform under condition of advance angle= 20° @2900[rpm]

표 3 Type별 위치 감지 오차각
Table 3 Amount of position detection error according to IPM motors having different parameters

타입	전기 주파수 (Hz)	상전류 (RMS)	위치감지 오차각	이상전류 발생여부	
				실험	모의실험
A	120	1.46	13.5°	X	X
	140	1.74	24.3°	O	O
B	100	1.44	13.0°	X	X
	120	1.65	25.0°	O	O

7. 결 론

본 논문에서는 영구자석 매입형 BLDC 모터 센서리스 제어기에 대한 모델링을 행하였으며, 120도 통전방식의 센서리스 속도 제어기에 있어서 모터의 실제 회전자 위치와 위치 감지 신호의 관계를 분석하였다. 이러한 위치 감지 오차의 원인은 회전자의 위치에 따라 인덕턴스가 변하는 IPM 모터의 고유 특성에 의한 것임을 알 수 있었다. 위치 감지 오차는 돌극성의 정도, 회전 속도, 전류의 크기와 관계있음을 정량적으로 분석하였으며, 엔코더를 사용한 다이내모 실험과 시뮬레이션 결과의 비교 등을 통하여 모델링의 타당성 및 위치 검출 오차 발생에 따른 반대 방향으로 흐르는 이상전류 발생에 대하여 분석하였다. 이러한 이상전류 발생 및 위치 감지 오차 발생 현상 분석을 통하여 실제 모터에 인가되는 진상각은 원하는 진상각에 비해 크게 인가됨을 알 수 있었으며, 이러한 BLDC 가변 제어시스템에 대한 모델링 및 분석은 IPM 모터의 센서리스 속도 제어기 등과 같은 알고리즘 개발에 유용하게 사용될 수 있을 것으로 생각된다.

참 고 문 헌

[1] K. Iizuka, H. Uzuhashi, and M. Kano, "Microcomputer control for sensorless brushless motor," *IEEE Trans. on Indus. Appl.*, vol. IA 21, no. 4, pp. 595-601, May/June 1985.
 [2] J. Moreira, "Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet ac motors operating over a wide speed range," *IEEE Trans. on Indus. Appl.*, vol. 32, no. 6, pp. 1394-1401, Nov./Dec. 1996.
 [3] G.J. Su and J.W. Mckeever, "Low cost sensorless control of brushless DC motors with improved speed

range," *IEEE Trans. on Power Elec.*, vol. 19, no. 2, pp. 296-302, Mar. 2004.

[4] Y.S. Lai, F.S. Shyu, and Y.H. Chang, "Novel sensorless PWM controlled BLDCM drives without using position and current sensors, filter and center tap voltage," in *Proc. of IEEE Indus. Elec. Soc. Conf.*, vol. 3, pp. 2144-2149, 2003.
 [5] 竹下 陸晴, "돌극형 브라시리스모터의 센서리스운전," 모타기술 시ンポジウム, 일본능률협회, pp. A-2-2-1-A-2-2-12, 1996.
 [6] Claus B. Rasmussen, "Modelling and simulation of surface mounted PM motors," *Ph.D. Thesis*, Aalborg univ., 1994.

저 자 소 개



이동명(李東明)

1969년 8월 25일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 Georgia Institute of Technology ECE 졸업(공학박). 1996년~2000년 LG전자(주) DA연구소 주임연구원. 2004년~현재 삼성SDI(주) 중앙연구소 책임연구원.



김학원(金學源)

1968년 3월 30일생. 1989년 고려대 전기공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박). 1991년 현재 LG전자(주) DA연구소 책임연구원.



조관열(趙官烈)

1963년 2월 20일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 전자전산학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박). 1993년~2003년 LG전자(주) DA연구소 책임연구원. 2004년~현재 충주대 정보제어공학과 조교수. 당 학회 편집위원.