

## 특 집

# 브러시리스 직류 전동기용 드라이브 개발 동향

여 형 기, 유 지 윤

(고려대학교 전기공학과)

## 1. 서 론

브러시리스 직류 전동기(BLDC 전동기)는 회전자 측에 영구자석을 이용하여 계자를 제공하고, 고정자측에 다상 권선이 위치하여 구조상으로는 영구자석 동기 전동기와 동일하며, 적절한 전류 제어 수행시 타여자 직류 전동기와 같은 제어 특성을 얻을 수 있다. 여타의 전동기에 대하여 BLDC 전동기의 가장 두드러진 특징은 제어가 용이하고, 효율이 높으며, 출력 밀도가 높다는 점이다. 이러한 특징으로 인하여 BLDC 전동기는 서보 시스템에 최적인 전동기로 인정받고 있다<sup>1,2</sup>.

BLDC 전동기는 전동기 구조와 구동 원리상 구형과 구동형 전동기와 정현파 구동형 전동기로 구분된다<sup>3</sup>. 구형과 구동 전동기는 영구자석의 착자가 균일하고, 고정자 권선도 집중 권이기 때문에 가격이 상대적으로 저렴하다. 그러나 역기전력과 토크 함수가 회전자의 위치에 대하여 사다리꼴로써, 회전자 위치에 동기하여 역기전력이 일정한 구간에 구형과 전류를 인가해야 직류 전동기와 같이 전류에 비례하는 일정한 토크를 발생시킬 수 있다. 구형과 구동 전동기는 상전류에 비례하는 토크를 얻기 위해 일반적으로 120°의 통전각을 갖는 3상 2여자 방식으로 구동함에 따라 상전류 전환시 토크 리플이 발생하며<sup>4,5</sup>, 고속(약제자) 운전이 곤란한 단점이 있다. 전환시의 토크 리플을 효과적으로 저감시킬 경우, 고가의 정현파 구동형 전동기 대응으로 활용이 가능하기 때문에 이에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다<sup>5-7</sup>.

정현파 전동기는 공극의 자속 밀도가 정현적으로 분포하도록 영구자석의 자속밀도가 정현적으로 착자되어 있고, 고정자 권선의 분포도 분포권이 되어 있다. 따라서 전동기의 가격이 상대적으로 높지만 앞에서 언급한 BLDC 전동기의 장

점으로 인하여 그 시장이 날로 확장되고 있다. 유도기에 비하여 BLDC 전동기의 가장 취약한 성능은 가변속 범위가 좁다는 것이다<sup>8</sup>. 그러나 이런 단점도 전동기-드라이브의 적절한 선정으로 극복할 수 있음이 최근의 연구결과에서 밝혀지고 있다<sup>9-13</sup>.

본 원고에서는 구형과 구동형 전동기의 토크 맥동 저감에 관한 연구와 정현파 구동형 전동기의 가변속 운전 영역 확장을 중심으로 BLDC 전동기용 드라이브의 최근 개발 동향에 대하여 살펴보고, 향후의 전망에 대하여 언급하고자 한다.

## 2. 구형파 전동기의 토크 맥동 저감

### 2.1 드라이브 구성과 전환시의 토크 맥동

그림 1은 구형파 구동 전동기의 기본적인 구성이다. 회전자 위치와 동기하여 3상 고정자 전류를 전환시키기 위해 위치센서로 3개의 홀센서 또는 포토 커플러를 이용한다. 위치 제어용으로 사용할 때에는 보다 정밀한 위치 센서가 필요하나, 가변속 운전이나 토크 제어시에는 그림과 같이 3점의 위치 센서로 충분하며, 가격을 낮출 수 있다. 전류는 히스테리시스 전류 제어를 이용하거나 그림 2와 같이 3가지 종류의 PWM이 사용된다. Bipolar PWM은 전류 응답의 동특성은 우수하나, 전류 맥동과 스위칭 손실이 크다는 단점이 있다. 반면에 Unipolar PWM은 전류 응답이 다소 처지나, 전류 맥동과 스위칭 손실이 적기 때문에 범용 드라이브에서부터 서보용 드라이브에 이르기까지 다양하게 채택되고 있다.

다음으로 상전류 전환시에 토크 맥동이 발생하는 원인을 고찰하기로 한다. 그림 3은 a-c상 통전에서 b-c상 통전으로 상전류가 전환되고 있는 상태의 등가회로이다. a상 전류가 완전히 소호되기까지 a상 전류와 b상 전류의 변화율은 다음과 같다<sup>5</sup>.

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{v+2E}{3L} \quad (1)$$

$$\frac{di_b}{dt} = -\frac{2v-2E}{3L}$$

(1)에서  $v$ 는 제어입력,  $E$ 는 그림 1(a)의 역기전력의 크기이다. 토크 맥동을 제거하려면 전환 종료 후의 b상 전류가 전환 전의 a상 전류와 같아야하며, (1)에서 제어입력이 역기전력의 두 배가 되어야 한다. 그러나 일반적으로 제어 입력이 항상 이 조건을 만족시키지 못하므로 그림 4와 같이 상전류가 전환되는 구간에서 비전환 상에 흐르는 전류에 맥동이 발생되고, 이로 인해 토크 맥동이 발생된다. 이러한 전환에 의한

토크 맥동은 전동기가 고속으로 회전할 때는 기계적인 관성에 의해 상쇄되지만, 저속으로 회전할 때는 소음과 진동을 유발시키며, 속도 응답 특성이 저하되기 때문에 브러시리스 직류 전동기를 고정밀 서보용으로 사용하는데 제약이 된다<sup>(1-3)</sup>.

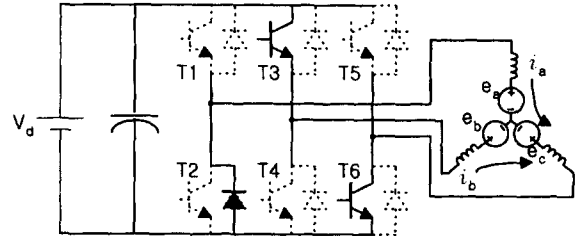


그림 3 상전류 전환 중의 등가 회로

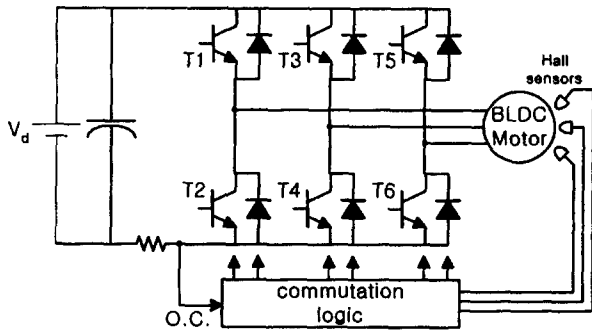


그림1 전동기와 드라이브 시스템

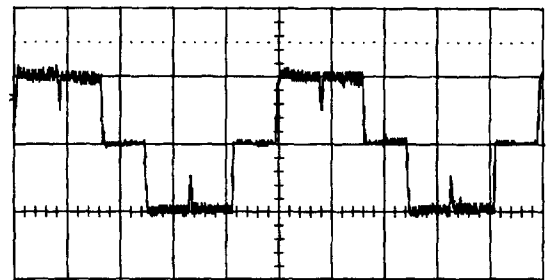


그림 4 상전류 파형

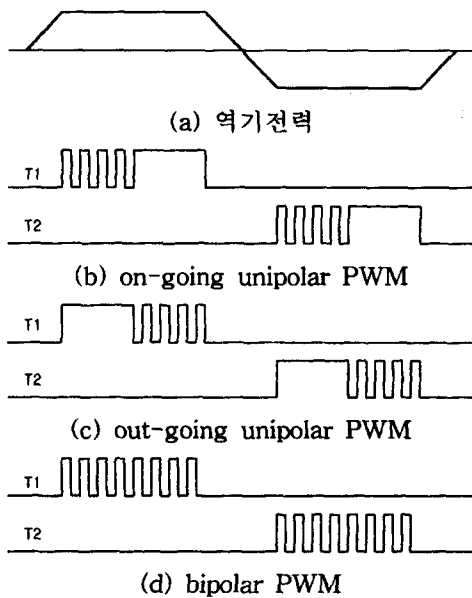


그림 2 펄스폭 변조 파형

## 2.2 토크 맥동 저감을 위한 드라이브 개발 동향

브러시리스 직류 전동기의 전환에 의한 토크 맥동을 줄이기 위해 상 전류를 히스테리시스 전류 제어(Hysteresis current control) 기법으로 제어하는 방식이 Renato Carlson 등에 의해 제안되었다<sup>(5)</sup>. 그림 3에서와 같이 a-c상 통전에서 b-c상 통전으로 상전류 전환시 c상 전류가 일정 밴드폭 내에 머물도록 a, b상 인버터 레그(leg)를 스위칭하여 토크 맥동을 제거할 수 있다. 그러나 히스테리시스 전류 제어 기법은 전류 응답 특성이 우수한 반면에 히스테리시스 밴드(band)의 폭과 역기전력의 크기에 따라서 스위칭 주파수가 변화하므로 스위칭 성능이 떨어지는 스위칭 소자에 적용하는 데 문제가 있다.

반면에 PWM 전류 제어 기법은 히스테리시스 제어 기법에 비해 제어 응답성은 좀 떨어지나, 스위칭 소자의 스위칭 주파수를 일정하게 할 수 있는 장점이 있다. 전환 구간에서 비전환 상 전류에 맥동이 발생하는 것은 전환에 의해 비전환 상에 가해지는 평균 전압이 순간적으로 변화하기 때문이다. 따라서 전환에 의한 비전환 상의 전류 맥동을 저감시키기 위해서

는 전환 구간에서 비전환 상에 인가되는 평균 전압이 2상 통전 구간에서 통전된 상에 인가되는 평균 전압과 동일하게 전환 구간에서 인버터의 PWM 시비율을 조정해 줄 필요가 있다. Berendsen<sup>[6]</sup>은 브러시리스 직류 전동기의 상 전류를 bipolar PWM 방식으로 제어할 때, 그림 5와 같이 전환 구간에서 전동기의 중성점과 인버터 중성점간의 전위차를 전류 제어기에 전향 보상하여 전환에 의한 토크 맥동을 저감시키는 방법을 제안하였다.

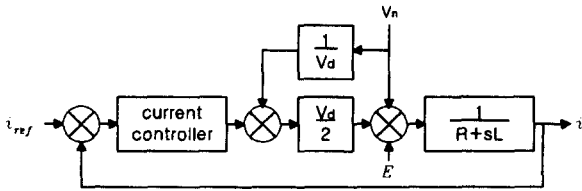


그림 5 Bipolar PWM 방식에서의 중성점 보상 기능을 구비한 전류 제어기

Unipolar PWM 방식에서는 전동기의 중성점과 인버터 중성점간의 전위차가 인버터 스위치의 온-오프 상태에 따라 변화하기 때문에 그림 5의 방식으로는 보상이 되지 않는다. 상 전류 전환이 진행되는 동안 PWM의 시비율을 (2)와 같이 보정하여 unipolar PWM 방식의 전류제어를 행하는 드라이브의 전향 보상하는 방법이 참고문헌<sup>[7]</sup>에 제안되어 있다.

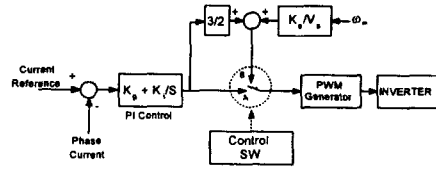
$$D = \frac{3}{2} D_A + \frac{K_c \omega_m}{V_s} \quad (\text{on-going}) \quad (2)$$

$$D = \frac{1}{2} + \frac{3D_A}{4} + \frac{K_c \omega_m}{2V_s} \quad (\text{out-going})$$

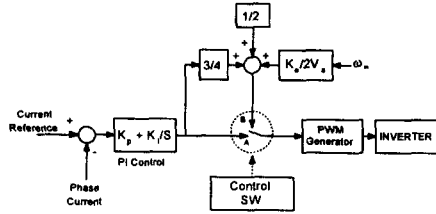
(2)에 의하면 out-going unipolar PWM 방식의 경우 전환에 의한 전류 맥동을 저감시키기 위해서는 on-going unipolar PWM 방식을 사용하는 경우보다 더 높은 PWM 시비율이 전환 구간에서 인버터에 인가되어야 한다. 따라서 전환에 의한 상 전류의 맥동을 저감시키기 위해서는 out-going unipolar PWM 방식보다는 on-going unipolar PWM 방식을 사용하는 것이 더 유리하다. 그림 6은 각 경우의 보상 제어 블록도이다.

### 2.3 고속에서의 토크 맥동

중·저속에서의 토크 맥동은 앞 절에서 설명한 바와 같이 전환시의 시비율 보정으로 개선이 가능하다. 그러나 시비율 보정은 항상 시비율이 증가하기 때문에 선간 역기전력이 직류 링크 전압에 1/2 이상되는 고속에서는 시비율이 포화되어



(a) On-going unipolar PWM 구동 방식의 보상 제어



(b) Out-going unipolar PWM 방식의 보상 제어

그림 6 Unipolar PWM 구동 방식에서 중성점 보상 기능을 갖는 전류제어기

앞 절의 방식으로는 토크 맥동 개선이 불가능하다.

가변속 제어의 경우, 전환 시간  $\Delta t_c$ 가 2상 통전시간  $\Delta t_d$ 에 비하여 무시할 수 있을 정도로 짧고, 정상상태에서의 제어 입력은 근사적으로 (3)과 같다고 가정하면 (1)로부터 전환에 소요되는 시간  $\Delta t_c$ 와 전환 종료 후의 c상 전류의 크기를 (4)와 같이 구할 수 있다.

$$v \approx 2L \frac{I_p - i_b(\Delta t_c)}{\Delta t_d / 2} + 2E \quad (3)$$

$$i_b(\Delta t_c) = \frac{3I_p}{2} + \frac{2\pi K_c}{3pL} - \frac{\sqrt{(9pLI_p + 4\pi K_c)^2 - 24(3pLI_p + \pi K_c)pLI_p}}{6pL} \quad (4)$$

$$\Delta t_c = \frac{6\pi K_c LI_p}{3pLE(I_p - i_b(\Delta t_c)) + 8\pi K_c E} \quad (5)$$

위 식에서  $I_p$ 는 전환 직전의 a상 전류이며,  $p$ 는 극 수,  $K_c$ 는 선간 역기전력 상수이다. 상기 식에 전동기 파라미터를 대입하여 계산하면 전환 종료 후의 상전류는 전환 직전의 상전류에 비하여 약 1/2배가 됨을 알 수 있다. 그림 7은 시비율이 1일 때의 상전류와 3상 합성 토크를 시뮬레이션한 결과이다.

현재까지 고속에서의 전류 파형을 근본적으로 보상할 수 있는 방법은 개발되지 않고 있으며, 향후 연구개발의 과제로 남아 있다.

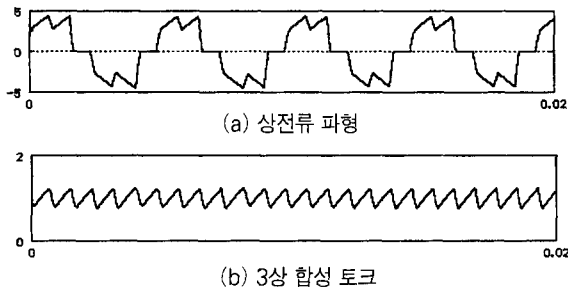


그림 7 시비율이 포함된 경우의 상전류와 토크

### 3. 정현파 구동 전동기의 가변속 운전 영역 확장

#### 3.1 회전자 구조

전기 자동차는 미래 최대의 전동기 시장으로 떠오르고 있다. 80년대 중반까지는 전기자동차용 전동기로 유도기가 가장 적합한 전동기로 인식되어졌으나, 90년 전후로 정현파 구동형 BLDC 전동기를 적용하려는 연구가 활발하게 진행되고 있다. BLDC 전동기는 전동기의 단위 무게당 출력이 높고, 약계자 제어를 통한 정출력 운전이 가능하며, 뛰어난 효율로 인하여 전기자동차에 최적의 전동기임이 인정되고 있다<sup>(6)</sup>. BLDC 전동기는 유도기에 비하여 정출력(약계자) 운전 범위가 유도기에 비하여 상대적으로 좁다는 단점이 있으나, 90년 전후로 이에 대한 많은 연구가 진행되어 현재 상당한 진척을 보이고 있다.

영구자석을 장착한 회전자가 고속 회전을 하려면 영구자석의 견고한 부착이 선결과제이다. 이에따라 구조적으로 견고한 여러 형태의 매입형 영구자석(Interior Permanent Magnet) 회전자가 개발되어 왔다<sup>(9-11)</sup>. IPM 전동기는 유효

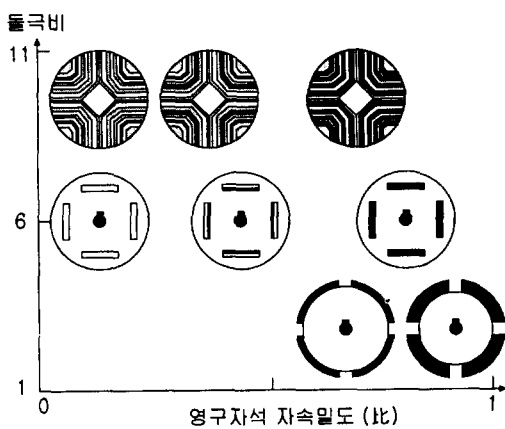


그림 8 회전자 형태와 돌극비

공극이 일정한 SMPM(Surface Mount PM, 표면부착형 영구자석) 전동기와는 달리 회전자 위치에 따라 유효 공극이 일정치 않기 때문에 돌극성을 지닌다. 그림 8은 회전자 형태에 대한 돌극비(saliency ratio,  $\rho = x_q / x_d$ )를 나타낸 것이다. 전동기의 출력을 증가시키려면 돌극비가 큰 구조가 좋지만, 돌극비는 정출력 운전 영역에 큰 영향을 미치기 때문에 전동기와 드라이브를 결합한 시스템에서 검토하여 적절한 구조의 회전자를 선정해야 한다<sup>(11,13)</sup>.

#### 3.2 최적 드라이브 설계<sup>(10-13)</sup>

주어진 전동기에 대하여 가변속 운전 영역을 최대로 확장하는 것은 드라이브의 정격과 밀접한 관계가 있다. 먼저 드라이브의 전류 및 전압 정격을  $I_d, V_d$ 라 하면 전동기의 제어 입력과 d-q축 전류는 다음 식으로 제한된다.

$$\begin{aligned} i_d^2 + i_q^2 &\leq I_d^2 \\ (E_0 + x_d i_d)^2 + (x_q i_q)^2 &\leq V_d^2 \end{aligned} \quad (6)$$

위 식에서 전동기 변수는 모두 회전자 고정 좌표계로 표현하였고, 이 때의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_d &= R i_d - L_q \omega_r i_q \\ v_q &= R i_q + L_d \omega_r i_d + \omega_r \lambda_f \end{aligned} \quad (7)$$

(6)은 해석 편의상 저항의 전압 강하를 무시하였다. (6)의 조건을  $i_d-i_q$  평면에 도시하면 그림 9와 같이 전류의 궤적이 원점을 중심으로 하는 원과  $(-E_0/x_d, 0)$ 를 중심으로 하는 타원의 내부에 있어야한다. 유효공극이 일정한 SMPM의 경우는 (6)식이 두 개의 원으로 나타난다.

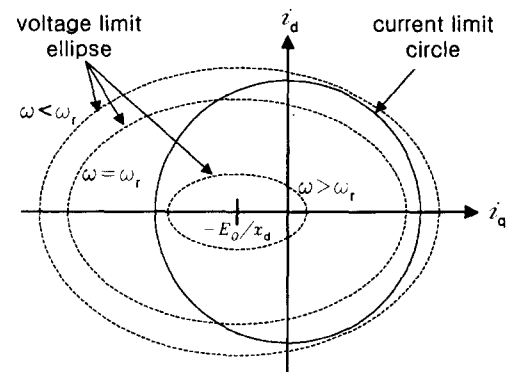


그림 9 전류제한 원과 전압제한 타원

회전자를 정지에서 정격속도  $\omega_r$  까지 가속시킬 때, 최대 토크를 발생시키는 전류 궤적을 구해보자. 고정자의 전류 벡터가 전류의 크기를 제한하는 원 내부에 있을 경우, 최대 토크를 내기 위한 d-q축 전류 성분은 다음과 같다<sup>[11, 12]</sup>.

$$i_d = -I_a \sin \beta, \quad i_q = I_a \sin \beta$$

$$\beta = \sin^{-1} \left( \frac{-E_0 + \sqrt{E_0^2 + 8(x_q - x_d)^2 I_a^2}}{4(x_q - x_d) I_a} \right) \quad (8)$$

속도가 증가하여 전류 벡터의 크기  $I_a$ 가  $I_a$ 에 도달하면 각 축성분의 리액턴스  $x_d, x_q$ 가 증가하여 전압제한 타원의 축이 감소하게 된다. 따라서 이때에는 전류 벡터의 궤적은 전류제한 원을 따라 이동해야 한다. 속도가 더욱 증가하여 전압제한 타원이 그림 9와 같이 전류제한 원의 내부에 위치하면 전류 궤적은 최대 출력을 발생시키는 궤적을 따라 이동하며, 그 궤적의 d-q축 성분은 다음과 같다<sup>[13]</sup>.

$$i_d = -\frac{E_0}{x_d} - \Delta i_d$$

$$i_q = \frac{\sqrt{(V_d / \omega)^2 - (x_d \Delta i_d)^2}}{x_q} \quad (9)$$

$$\Delta i_d = \frac{-\rho E_0 + \sqrt{(\rho E_0)^2 + 8(\rho - 1)^2 (V_d / \omega)^2}}{4(x_q - x_d)}$$

이상의 전류 궤적을 종합하여 도시하면 그림 10과 같다. 그림 10에서 속도가 무한대로 커지더라도 최대 출력을 낼 수 있는 전류 궤적이 전류제한 원 내부에 있으므로 무한 속도까지 정출력 운전이 가능하다. 만일 전압제한 타원의 중심이 전류제한 원의 외부에 있을 경우에는 약계자 운전 영역에서 최대 출력 궤적으로 이동하지 못하며, 그림 11과 같이 전동기는 전류제한 원과 전압제한 타원이 외접하는 속도에서 토크 성분 전류가 0으로 감소하며 출력도 0이 된다. 따라서 두 곡선이 접하는 속도가 전동기의 최대 운전 속도가 된다.

전동기의 출력은 (10)과 같이 주어지며<sup>[10]</sup>, 돌극비가 커지면 (10)에서 보듯이 최대 출력은 커진다.

$$P_{out} = \omega_r \left[ E I_a \cos \beta + \frac{x_q - x_d}{2} I_a^2 \sin 2\beta \right] \quad (10)$$

그러나 설계된 드라이브의 정격 전류가  $-E_0/x_d$ 보다 크지 않다면 전동기의 가변속 운전 영역이 제한되는 결과를 초래

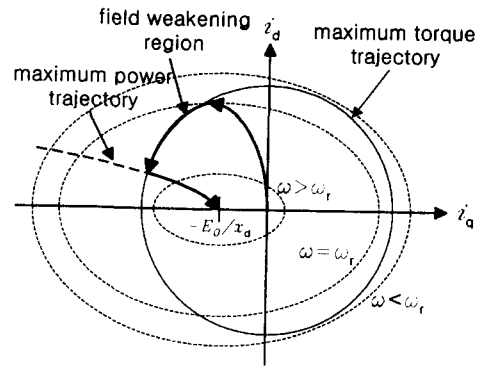


그림 10 최대 토크, 약계자, 최대 출력 운전을 위한 전류 궤적

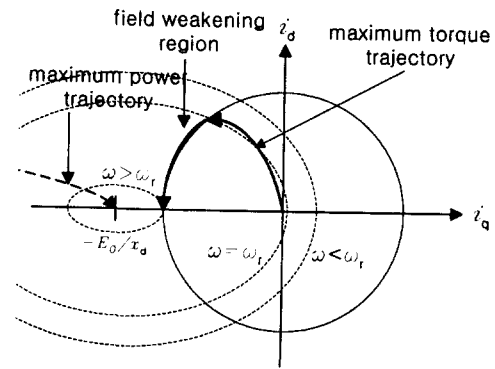


그림 11 최대 출력 운전이 불가능한 궤적

한다. 반대로 주어진 드라이브에 대하여 넓은 범위의 정출력 가변속 운전 영역이 요구될 경우에도 드라이브에 적절한 전동기를 선정해야 한다. 따라서 전동기와 드라이브는 개별적인 개발보다 동시에 각각의 특성을 활용할 수 있도록 유기적인 관계를 갖고 설계되어야 할 것이다.

#### 4. 결 론

BLDC 전동기의 실용화에 가장 큰 장벽은 가격 문제이다. 유도기와는 달리 위치 센서가 추가로 소요되며, 영구자석의 제조비용도 아직까지는 높은 편이기 때문이다. 그러나 전기 자동차와 같이 전동기를 속도제어용으로 사용할 경우, 기계적인 위치센서의 장착 없이 간접적으로 위치를 검출하는 센서리스 알고리즘을 적용하여 위치센서를 제거할 수 있으며, 영구자석의 제조 비용의 지속적인 하락은 BLDC 전동기의 미래 전망을 밝혀주고 있다. 특히 소형 경량으로 고효율, 고출력이 가능하다는 점을 상기하면 미래의 전기자동차에는 BLDC 전동기가 주류가 될 가능성이 매우 높다.

참고문헌

- [1] P. Pillay and R. Krishnan, "Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motors for Servo Drives", IEEE IAS Annual Meeting, 1987, pp. 380~390
- [2] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent -Magnet Motor Drives, Part I : The Permanent-Magnet Synchronous Drive", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 25, No. 2, pp. 265~273, 1989.
- [3] J.R. Hendershot Jr., TJE Miller, Design of Brushless Permanent-Magnet Motors, Clarendon press. oxford, 1994.
- [4] T.M. Jahns, "Torque Production in Permanent Magnet Synchronous Motor drives with Rectangular current excitation", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 20, no. 4, pp.803~813, JUL/AUG 1984.
- [5] R.Carlson, M. Lajoie-Mazenc, and J. Fagundes, "Analysis of Torque Ripple due to Phase Comutation in Brushless DC Machines", IEEE Trans. on Industry Applications. Vol. 28, No. 3, pp. 632~638, 1992.
- [6] C. S. Berendsen, et. al., "Commutation Strategies for Brushless DC Motors : Influence on Instant Torque", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 8, No. 2, pp. 231~236, 1993.
- [7] 이광운, 홍희정, 박정배, 여형기, 이인호, 유지윤, "브러시리스 직류 전동기의 토크 맥동 저감을 위한 전류 제어 방식", 전력전자학회 논문지 제3권 제3호, pp.191~198, 1998.
- [8] 박정배, 이철균, 권중록, 최옥돈, "전기자동차용 전동기의 기술 개발 동향", 대한전기학회 전기학회지 제47권 제5호, pp.10~16, 1998.
- [9] TJE Miller, "Design of PM Synchronous and Brushless DC Motors", IEEE IECON, pp.731~738, 1993.
- [10] R.F. Schiferl and T.A. Lipo, "Power Capability of Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motors in Variable Speed Drive Application", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 26, No. 1, JAN/FEB 1990.
- [11] S. Morimoto, et. al., "Expansion of Operating Limits for Permanent Magnet Motor by Current Vector Control Considering Inverter Capacity", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 26, No. 5, SEP/OCT 1990.
- [12] T.M. Jahns, "Flux-Weakening Regime Operation of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-23, No. 4, JUL/AUG 1987.
- [13] S. Morimoto, et. al., "Optimum Machine Parameters and Design of Inverter-Driven Synchronous Motors for Wide Constant Power Operation", IEEE IAS, pp.177~182, 1994.

〈 저 자 소 개 〉



**여형기(呂炯基)**

1964년 7월 20일생. 1988년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990~1995년 한국국방연구원 근무. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박).



**유지윤(柳志潤)**

1955년 2월 25일생. 1977년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 일본 와세다대학 전기공학과 졸업(공학박). 1987년~1991년 창원대 공대 전기공학과 조교수. 현재 고려대 공대 전기공학과 교수. 당 학회 총무이사.