

교류여자방식 BLSM의 벡터제어에 관한 연구

차주용, 조운현, 신우섭, 조용길, 우정인
 동아대학교 전기공학과

A Vector Control of AC-Excited BLSM

J. Y. Cha, Y. H. Cho, W. S. Shin, Y. G. Cho, J. I. Woo
 Dept. of Electrical Eng. Dong-A Univ.

Abstract : In this paper, a vector control method for a AC-Excited BLSM(Brushless Synchronous Motor) is proposed. The BLSM has a feature that separate exciter is not needed for excitation.

The proposed method is described in two parts as follow, one is the design of drive and the other is a modeling for its implementation.

Rotor flux is estimated using indirect sensing method based on voltage equation in the synchronously rotation reference frame. And rotor position is calculated from rotor angular velocity and stator current.

Through computer simulation results of this proposed system, it is shown that the BLSM drive has a ability of precision torque control from the static and dynamic performance.

1. 서론

산업 응용 분야에서 정밀 속도제어가 요구되는 서보 제어시스템에는 대부분 직류 서보 전동기가 사용되어 왔으나, 최근, 교류 서보 전동기로서 BLSM(Brushless Synchronous Motor)과 그 구동 시스템이 개발되어 왔으며, 전동기 회전자 계자권선에 Diode를 삽입한 반파정류형과 영구자석을 이용한 계량형 및 자여자식등의 BLSM에 대한 연구가 되고 있다.

본 연구에서는 고정자에 진폭 변조된 3상전류를 흘리므로써 동기운전이 가능한 권선형 BLSM(Brushless Synchronous motor)의 제어 시스템을 제안하였다.

권선형 BLSM은 일반적인 동기전동기에 비해 회전자 권수가 적으므로 인덕턴스 값이 적다. 따라서, 같은 용량의 동기전동기에 비해 회전자 시정수가 짧기 때문에 과도상태에서 계자의 자속변화 시간이 극히 짧은 장점을 지니고 있으나, BLSM의 회전자에 유도되는 교번기자력을 동기전동기의 brushless 여자로 이용하고 있으므로 부하 변동이 있을 때에는 슬립주파수가 변하는 단점점이 따른다.

따라서, 과도 입력전류와 회전위치를 검출하고 전구간에서 간접 벡터 제어 기법을 사용하여 고정자측 전류를 여자 성분과 토크 성분으로 분리하여 제어함으로써 고정도의 토크 응답 특성을 얻을 수 있는 시스템을 모델링하고 그 시뮬레이션 결과를 제시한다.

2. 벡터제어를 위한 기기의 모델링

2.1 BLSM의 수학적 모델링

dd권선형 BLSM은 고정자는 3상 권선으로 하고 회전자는 단상단락되어 있으며 계자를 얻기 위해 다이오드가 삽입되어 있다.

그림 1과 같은 구동 시스템에서의 VSI(Voltage Source Inverter)로부터 식 (1)과 같은 바이어스 각주파수 ω_b 의 3상 변조 전류가 가해지는 3상 돌극형 동기전동기를 ω 로 회전하는 동기 회전좌표계속으로 변환한 전압-전류 방정식은 다음 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} i_a &= \sqrt{2} I \cos \omega_b t \cos \omega t \\ i_b &= \sqrt{2} I \cos \omega_b t \cos \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \\ i_c &= \sqrt{2} I \cos \omega_b t \cos \left(\omega t - \frac{4}{3} \pi \right) \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} - e_{vds} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} - e_{vqs} \\ v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, 쇠교자속은

$$\begin{aligned} \lambda_{ds} &= L_d i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \lambda_{qs} &= L_q i_{qs} \\ \lambda_{dr} &= L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \lambda_{qr} &= L_m i_{qs} \end{aligned} \quad (3)$$

이며, 속도 기전력은

$$\begin{aligned} e_{vds} &= \omega \lambda_{qs} \\ e_{vqs} &= -\omega \lambda_{ds} \end{aligned} \quad (4)$$

이다.

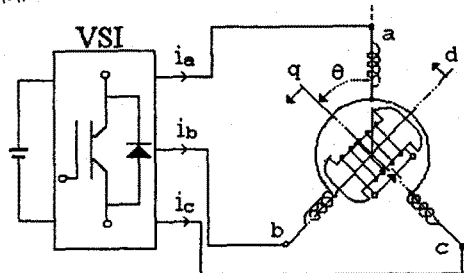


그림 1. 권선형 BLSM의 구동 시스템

위의 그림 1은 d, q축 동기 회전좌표계상에서의 권선형 BLSM의

구동 시스템이며 동기속도로 회전하고 있는 회전자 자속벡터와 d축을 일치시키면 q축의 회전자 자속성분은 사라지게 된다. 따라서, d축의 자속 성분이 전체 자속이 되어, 다음 식 (5)과 같다.

$$\lambda_{qr} = 0, \quad \lambda_{dr} = \lambda_r \quad (5)$$

그리고, 위의 식 (2)와 식 (3)에서 다음 식 (6)을 구할 수 있다.

$$\lambda_r = L_m i_{ds} \quad (6)$$

이를 이용하여 전기적 토오크식을 산출하면 식 (7)과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{qs} i_{ds} - \lambda_{ds} i_{qs}) \quad (7)$$

$$= \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_{dr} i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}]$$

출력 토오크와 운동 방정식은 다음 식 (8)과 같다.

$$T_e = J \frac{d}{dt} \omega_m + B \omega_m + T_L \quad (\omega_m = \omega \frac{2}{P}) \quad (8)$$

위 식에서 i_{ds} 는 여자 성분 전류이고 i_{qs} 는 토오크 성분 전류이다. 권선형 BLSM의 벡터제어는 동기 회전자계상에서 최대 토오크를 발생시키기 위해 고정자측 전류 i_{ds} 를 일정하게 두고, i_{qs} 를 제어함으로써 두 성분 전류가 직교하도록 전류를 제어하는 것이다. 그러므로, 타여자 직류전동기와 유사한 운전특성을 얻을 수 있다.

2.2 비간섭 제어와 전압 벡터 변조

BLSM의 고정자 전류를 고속으로 제어할 경우 상호 유도작용과 속도기전력에 의해 서로 간섭을 일으키며 회전자측 쇄교자속과 전류 성분의 제어에서 간섭이 일어나지 않는 비간섭제어(Decoupling control)가 필요하다. 비간섭 제어의 조건은 동기 회전자계상에서 2차 쇄교자속의 방향을 d축과 일치시키므로 q축 회전자 자속이 영으로 제어된다.

$$v_{ds} = (R_s + \frac{d}{dt} L_d) i_{ds} - e_{vds} \quad (9)$$

$$v_{qs} = (R_s + \frac{d}{dt} L_q) i_{qs} - e_{vqs}$$

위의 전압 방정식에서 d, q축의 역기전력 성분의 간섭항이 외란으로 작용하므로 이 역기전력 성분을 추정하여 전항 보상함으로써 d, q축 비간섭제어를 행하였다.

$$v_{ds}^* = (R_s + \frac{d}{dt} L_d) i_{ds}^* = v_{ds} + e_{vds} \quad (10)$$

$$v_{qs}^* = (R_s + \frac{d}{dt} L_q) i_{qs}^* = v_{qs} + e_{vqs}$$

위의 식 (10)과 같이 전압 v_{ds}^* , v_{qs}^* 항에 역기전력 성분을 더함으로써 전압 지령치 v_{ds}^* , v_{qs}^* 를 얻는다. 그리고, 연산시간에 기인한 전류 오차를 줄이기 위해서 다음과 같은 전류 예측제어를 행한다.

$$v_s^* = R_s i_s^* + \frac{d}{dt} L_s i_s^* + e \quad (11)$$

한 샘플링 주기 T_s 에 대해서 한 시점의 전류 $i(k)$ 와 다음 스텝에 추정해야 할 기준전류 $i(k+1)$ 가 주어지면 인가해야 할 전압 지령치는 위의 식 (11)로부터 다음 식 (12)와 같이 주어진다.

$$v_s^*(k) = R_s i_s(k) + \frac{1}{T_s} L_s [i_s(k+1) - i_s(k)] + e(k) \quad (12)$$

k-1 시점에서 k 시점의 전류를 예측하면 다음과 같다.

$$i_s(k) = i_s(k-1) + T_s [v_s(k-1) - \alpha(k-1) - R_s i_s(k-1)] \quad (13)$$

위 식을 식 (12)에 대입하면 시점 k에서의 전압 지령치는 다음 식 (14)와 같다.

$$v_s^*(k) = 2R_s i_s(k-1) + \frac{1}{T_s} L_s [i_s(k+1) - i_s(k-1)] - v_s(k-1) + 2e(k) \quad (14)$$

본 논문에서는 3상 인버터의 출력파형의 평균값이 공간상의 기준 전압 벡터와 같도록 기준전압의 진폭과 주파수의 정보를 펄스폭으로 변조시키는 공간 전압벡터 PWM방식을 이용하였다. 인버터 출력전압은 그림 2에 보인 바와 같이 벡터적으로 정육각형을 형성하고, PWM을 행하면 시간 평균적인 의미에서 정육각형 내부의 임의의 위치에 놓일 수 있다. 출력하고자 하는 전압벡터의 양변에 해당되는 전압벡터에 의해서 지령전압을 합성할 수 있고, 두 전압벡터의 인가시간 T_1 , T_2 의 합이 샘플링 주기 T_s 보다 작으면 나머지 시간 T_0 만큼은 영벡터를 가한다. 각 전압벡터의 인가될 시간은 다음 식 (15)와 같이 계산된다.

$$T_1 = \sqrt{3} T_s \frac{|V^*|}{V_{DC}} \sin(\pi/3 - \delta) \quad (15)$$

$$= \sqrt{3} T_s \frac{|V^*|}{V_{DC}} (\sin \pi/3 \cos \delta - \cos \pi/3 \sin \delta)$$

$$T_2 = \sqrt{3} T_s \frac{|V^*|}{V_{DC}} \sin(\delta - (n-1)\pi/3) \quad (16)$$

$$= \sqrt{3} T_s \frac{|V^*|}{V_{DC}} (\sin \delta \cos(n-1)\pi/3 - \cos \delta \sin(n-1)\pi/3)$$

그림 2에서

$$\cos \delta = \frac{V_{\beta s}}{|V^*|}, \quad \sin \delta = -\frac{V_{\alpha s}}{|V^*|} \quad (17)$$

이다. 위 식 (16)을 식 (15)에 대입하면 각각의 스위칭 시간은 식 (17)과 같다.

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} T_s}{V_{DC}} (V_{\beta s} \sin \pi/3 + V_{\alpha s} \cos \pi/3) \quad (17)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_s}{V_{DC}} (-V_{\alpha s} \cos(n-1)\pi/3 - V_{\beta s} \sin(n-1)\pi/3)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2)$$

위 식으로 계산된 T_1 , T_2 는 지령전압이 $V_{DC}/\sqrt{3}$ 보다 작을 경우에는 올바른 인가 시간이 되지만 이 보다 큰 값에서는 과변조(Overmodulation)현상이 발생하여 $T_1 + T_2 > T_s$ 로 되어버린다. 이때, 지령 전압벡터 V^* 를 방향은 그대로 유지하고 크기만 $V_{DC}/\sqrt{3}$ 로 하여 시간을 계산함으로써 지령치에 가장 근사한 출력 전압을 얻을 수 있으며 식 (18)에 의해 과변조를 방지한다.

$$T_1 = T_1 \times \frac{T_s}{T_1 + T_2} \quad (18)$$

$$T_2 = T_2 \times \frac{T_s}{T_1 + T_2}$$

$$T_0 = 0$$

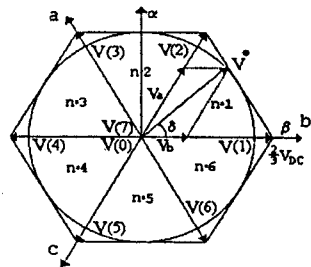


그림 2. 인버터 출력 공간전압 벡터도

3. 시뮬레이션 결과

BLSM의 속도제어를 위한 벡터제어 블록선도는 그림 3과 같으며 제어시스템의 특성을 검증하기 위해 시뮬레이션을 통해 결과물 고찰하였다.

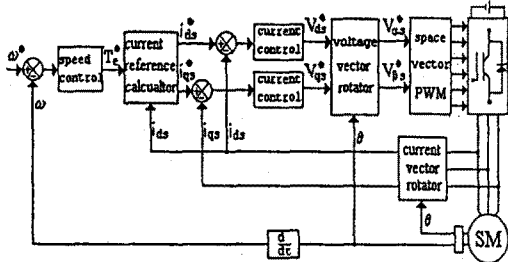


그림 3. 제어시스템 블록선도

그림 4에서 (a)는 기준속도 스텝지령에 따른 실제속도의 과도 응답 특성을 보인 것이고, (b)는 지령전류, (c)는 전동기에 입력되는 상 전류 나타낸 것이다. 그림 5는 전동기에 입력되는 선간전압 V_{ab} , V_{bc} 를 나타낸 것으로 스위칭 주파수는 10 (KHz) 이다.

그림 4(a)에서 정방향 1800[rpm]에서 역방향 1800[rpm]으로 기준속도를 스텝지령으로 변환했을 경우의 과도응답 특성으로부터 전류 제어기의 추종성과 제어시스템의 속도성이 우수함을 알 수 있다.

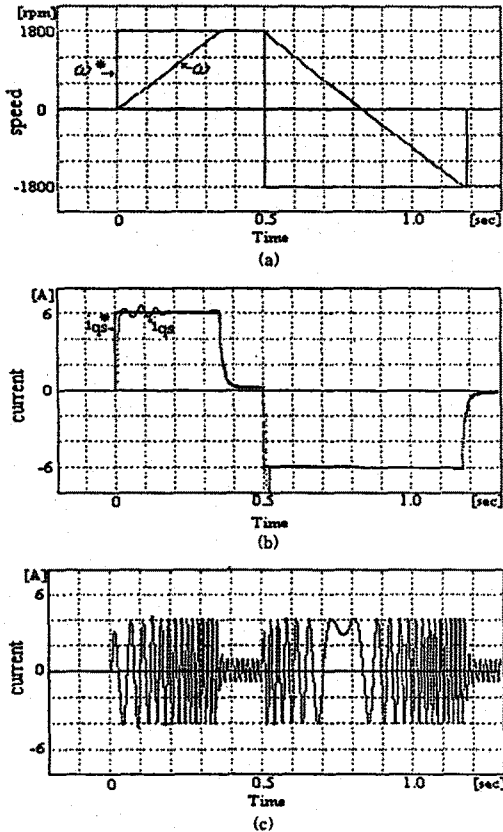


그림 4. 전동기 과도 응답 특성

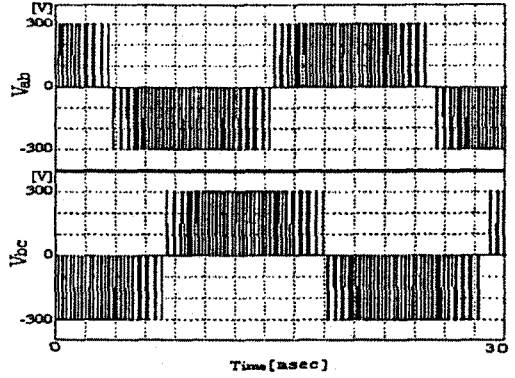


그림 5 선간전압

4. 결론

본 연구에서는 권선형 BLSM의 벡터제어 기법을 제시하고, 구동 장치 설계 및 구현을 위한 기기의 모델링 과 시뮬레이션에 관하여 하였다.

그 결과, 전동기의 과도 상태에서 정출력 영역까지의 전구간에서 우수한 제어특성을 얻을 수 있었다. 따라서, 기존의 유도기 벡터제어시 2차측 parameter 변동에 의한 시스템의 불안정성이 야기되는데 반해서, 권선형 BLSM의 벡터제어시는 2차측 parameter변동의 영향을 받지 않기 때문에 고정자 전류와 회전자 각속도에 의한 간접벡터 제어만으로도 보다 안정되고 외란에 강한 시스템을 구성할 수 있을 것으로 생각된다.

참고 문헌

- [1] J. Oyama, T. Higuchi, N. Abe & E. Yamamuda, "Characteristics of AC-Excited Brushless Synchronous Motor under Vector Control", Proc. of PESC, pp. 423-430, 1987.
- [2] J. Oyama, S. Toba, T. Higuchi, E. Yamada, "The Principle and Fundamental Characteristics of Half-Wave Rectified Brushless Synchronous Motor", Trans. IEE Japan, vol. 107-D, pp. 1257-1264, 1987.
- [3] F. Hardan and L. Zhang, "Vector Controlled VSI-Fed AC Drive Using A Predictive Space Vector Current Regulation Scheme", IEEE, pp. 61-66, 1994.
- [4] J. Oyama, T. Higuchi, N. Abe & E. Yamada, "Characteristics Analysis of Half-Wave Brushless Synchronous Motor with Permanent Magnets", T. IEE Japan, Vol. 113-D, No.2, pp. 238-246, 1993.
- [5] S.A. Nasar, I.Boldea, L.E. Unnewehr, "Permanent magnet, Reluctance, and Self-Synchronous motors" CRC Press, U.S.A. 1993.
- [6] Pragasen Pillay, Ramu Krishnan, "Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part I: The Permanent Magnet Synchronous Motor Drive" IEEE IA, Vol.25, NO.2, p265, 1989.
- [7] 尹炳道, 禹靖仁, 趙成甲, 鄭裁倫 共著 "自動制御", 善成閣 1992.