

적응 Hysteresis band폭 제어 알고리즘을 이용한 Brushless DC Motor의 운전

조계석 · 김광연 · 현동석
한양대학교 전기공학과

Operation of Brushless DC Motor using the Adaptive hysteresis bandwidth control algorithm

Kye-Seok Cho^{*} Kwang-Yeon Kim Dong-Seok Hyun
Dept. of Electrical Eng. HanYang Univ.

ABSTRACT

Among the various PWM methods, the hysteresis-band current control PWM method is popularly used because of its simplicity of implementation, fast response characteristics and inherent peak current limiting capability. However, the current control PWM method with a fixed hysteresis-band has the disadvantage that switching frequency decreases and current ripple is high as the increasing of back-EMF. As a result, load current contains excess harmonics.

This paper describes a adaptive hysteresis-bandwidth control algorithm so as to maintain the average switching frequency constant and decrease the current ripple where the hysteresis bandwidth is derived as a relation with the switching frequency. This control algorithm is applied to the surface-type brushless DC motor with separated winding and using the computer simulation, the validity of its algorithm is proved.

I. 서론

최근 여러가지 산업분야가 점차 자동화되면서 중형 이하의 서보형 전동기가 상당히 많이 요구되고 있으며, 이러한 전동기가 지녀야 할 특성 가운데에서 특히 중요한, 효율이나 높은 출력 대 중량비를 갖기 위해서는 영구자석 재료를 사용하는 것이 유리하므로 영구자석형 전동기의 사용이 점차 증가되는 추세에 있다. 이러한 추세는 값싸고 성능이 좋은 영구자석 재료나 반도체 스위칭 소자의 개발로 앞으로 더욱 가속화 되리라고 생각된다. 또한 영구자석을 사용하므로 계자동손이 없어 전동기 효율의 증가를 가져온다. brushless DC Motor는 영구자석이 회전자(rotor) 표면에 장착되어 있는 surface형의 brushless DC Motor와 영구자석이 회전자 철심내부에 들어있는 buried형 혹은 interior형의 brushless DC Motor의 2가지로 구분된다.

이러한 brushless DC Motor의 운전에 필요한 전류제어는 주로 ①삼각파 비교법 ②예측제어 기법 ③hysteresis-band 제어 기법 등 3가지 방식을 사용함으로써 얻어질 수 있다.

삼각파 비교 전류제어 기법(ramp comparison current control method)은 인버터의 스위치가 고정된 스위칭 주파수에서 동작하는 장점이 있으나, 자체적인 위상지연으로 시스템의 동특성을 저하시키며, 만약 부하의 시정수가 삼각파의

기울기보다 작을 경우, 삼각파의 한 주기내에서 다수의 번조 파형이 발생할 수 있는 단점이 있다.^[1]

예측 전류제어 기법(predictive current control method)은 스위칭 주파수가 일정하고 전류 ripple이 적은 장점을 가지고 있으나, 응답시간이 길고 기기 정수와 동작상태를 정확히 알아서 빠른 계산을 하기 위한 빠른연산시간의 마이크로 프로세서를 필요로 하는 단점이 있다.^[1]

Hysteresis-band 전류제어 기법(hysteresis-band current control method)은 하드웨어의 구성이 간단하고, 빠른 전류 응답특성을 가지고 있으며 자체적으로 전력용 반도체 소자에서 특히 중요한 peak전류를 제한하는 장점이 있다. 그러나 고정된 band를 가진 hysteresis-band 전류제어 방식은 스위칭 주파수가 임의적으로 제한되지 않고 전동기의 부하와 속도에 따라 변하며, 고속영역으로 갈수록 부하전류가 과다한 고조파 성분을 갖게 된다. 또한 고조파 성분을 많이 포함한 부하전류는 전동기를 heating시키고, feed-back전류의 벡터 변환이 어렵고, 지령치 전류에 대한 기본파 전류의 위상지연으로 전동기의 고성능 제어가 어렵게 된다.

본 논문에서는 surface형 brushless DC Motor를 구동하기 위한 hysteresis-band 전류 제어 PWM방식을 사용함에 있어서, 고속영역에서 평균 스위칭 주파수가 감소하여 큰 전류 리플이 발생하고 고조파 성분이 많이 포함되는 단점을 보완하기 위해서 hysteresis band폭을 가변시켜 모든 운전 영역에서 스위칭 주파수가 거의 일정하고, 전류의 고조파 성분도 감소시키는 방법을 제시한다.

Band폭에 대한 수식은 시스템 파라미터의 함수로 정의하였으며, 이를 좀더 간략하게하여 스위칭 주파수와 관계로 나타내었다. 또한 시뮬레이션을 통하여 적응 hysteresis band폭 제어 알고리즘의 타당성을 입증하였다.

II. 시스템 특성 및 구조.

Rotor reference frame에서의 brushless DC Motor의 고정자 d-q 전압, 전류 방정식은 다음과 같다.

$$V_{ds} = r_s i_{ds} + L_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_e L_{qs} i_{qs} \quad (1)$$

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + L_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_e L_{ds} i_{ds} + \omega_e \phi_r \quad (2)$$

발생 토크는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \left[\frac{P}{2} \right] \left[\phi_r i_{qs} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs} \right] \quad (3)$$

영구자석이 회전자 표면에 장착되어 있는 surface형의 brushless DC Motor라 생각할 때 d-q 인덕턴스는 같다.

$$L_{ds} = L_{qs} = L_{ls} + L_m \quad (4)$$

여기에서 L_{ls} : 고정자 각 상의 누설 인덕턴스

L_m : 고정자 각 상의 자화 인덕턴스

식(4)로부터 $L_{ds} = L_{qs}$ 이므로 식(3)은 다음과 같이 간략하게 된다.

$$T_e = \frac{3}{2} \left[\frac{P}{2} \right] \phi_r i_{qs} = K_t \cdot i_{qs} \quad (5)$$

전동기 동작에 관한 식은 다음과 같다.

$$J \frac{d}{dt} (\omega_r) = T_e - T_L \quad (6)$$

이 때 J는 관성 모멘트이며, T_L 은 부하 토크이다.

그림 1은 brushless DC Motor의 d-q 등가회로를 나타낸 것이다. 여기에서 회전자는 영구자석으로 이루어져 있고 회전자 내에 존재할 수 있는 와전류가 적층 철심을 사용한 구조에 의해 무시되어 회전자 등가회로가 개방된다.

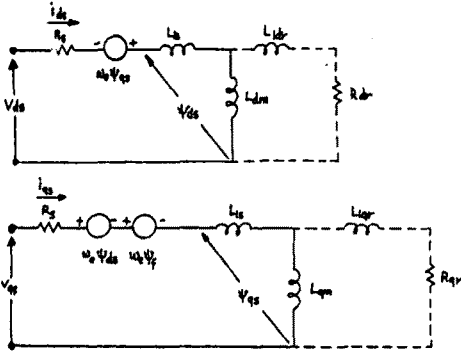


그림 1. Brushless DC Motor의 d-q 등가회로.

본 논문에서는 독립권선으로 되어 있는 surface형의 brushless DC motor를 대상으로 하였다.

Hysteresis-band 전류 제어 PWM방식은 하드웨어의 구성이 간단하고, 빠른 전류 응답 특성을 가지며, 자체적으로 전력 용 반도체 소자에 특히 중요한 peak전류를 제한하는 장점이 있다. 이러한 hysteresis-band 전류 제어 PWM 인버터의 블록 선도는 그림 2와 같다.

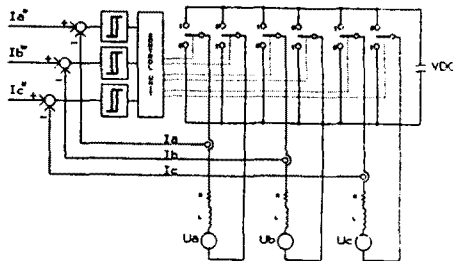


그림 2. hysteresis-band 전류제어 PWM 인버터의 블록선도. 그런데 이러한 hysteresis band 전류 제어 PWM방식은 전동기의 파라미터와 동작상태에 의해서 크게 영향을 받는다. band 내에서의 부하전류의 기울기는 고정자 저항을 무시할 수 있을 정도로 작다고 가정하면 다음과 같이 정의된다.

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{dc} - V_r}{L} \quad (7)$$

이 때 V_r 는 역기전력으로서 저속영역에서는 작고, 고속영역에서는 커지게 된다. 그러므로 고정된 band를 가진 전류제어에서는 평균 스위칭 주파수가 저속영역에서는 높게되고 고속영역으로 갈수록 점차 낮아진다.

고속영역에서는 역기전력이 커짐에 따라 전류의 기울기가 감소하여 평균 스위칭 주파수가 감소하고, 전류 리플이 상당히 커져서 고조파분을 많이 포함하게 되어 전동기를 heating 시키고 역상분 토크를 갖게된다. 또한 많은 고조파분을 포함한 feed-back전류의 벡터 변환의 어려움과 지령치 전류의 기본파분에 대한 부하전류의 기본파분의 크기가 감소하고 위상 지연이 생김으로 해서 성능이 떨어지는 단점이 있다.

이러한 hysteresis-band 전류제어 PWM방식의 단점을 보완하기 위해서 전 운전 영역에서 스위칭 주파수를 거의 일정하게 하는 적응 hysteresis-band폭 제어 알고리즘을 제시한다.

III. 적응 hysteresis-band폭 제어 알고리즘

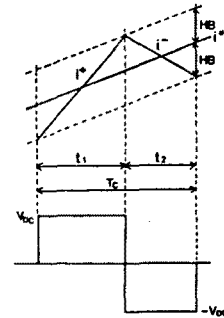


그림 3. 전압, 전류 파형

그림 3은 부하전류가 증가할 때와 감소할 때의 전압, 전류 파형이다. 그림 3에서 보면 부하 전류가 증가할 때와 감소할 때의 관계는 다음과 같다.

$$\frac{di^+}{dt} = \frac{1}{L} (V_{dc} - V_r) \quad (8)$$

$$\frac{di^-}{dt} = -\frac{1}{L} (V_{dc} + V_r) \quad (9)$$

전류와 band폭과의 관계는 다음과 같다.

$$\frac{di^+}{dt} t_1 - \frac{di^*}{dt} t_1 = 2HB \quad (10)$$

$$\frac{di^-}{dt} t_2 - \frac{di^*}{dt} t_2 = -2HB \quad (11)$$

식(10)과 (11)을 더하면

$$\frac{di^+}{dt} t_1 + \frac{di^-}{dt} t_2 - (t_1 + t_2) \frac{di^*}{dt} = 0 \quad (12)$$

식(10)에서 식(11)을 빼면

$$\frac{di^+}{dt} t_1 - \frac{di^-}{dt} t_2 - (t_1 - t_2) \frac{di^*}{dt} = 4HB \quad (13)$$

이 때 $(t_1 + t_2) = T_c = 1/f_c$ 라 할 수 있다.

식(8)과 (9)를 식(12)에 대입하면

$$\frac{t_1}{L}(V_{dc} - V_f) - \frac{t_2}{L}(V_{dc} + V_f) - \frac{1}{f_c} \frac{di^*}{dt} = 0$$

$$\text{즉, } -\frac{V_{dc}}{L}(t_2 - t_1) - \frac{1}{f_c} \left[\frac{V_f}{L} + \frac{di^*}{dt} \right] = 0$$

$$\text{or } t_2 - t_1 = -\frac{L}{V_{dc}f_c} \left[\frac{V_f}{L} + \frac{di^*}{dt} \right] \quad (14)$$

$\frac{di^*}{dt} = m$ 이라 하고, 식(8), (9), (14)를 식(13)에 대입하면

$$HB = \frac{0.25V_{dc}}{f_c L} \left[1 - \frac{L^2}{V_{dc}^2} \left(\frac{V_f}{L} + m \right)^2 \right] \quad (15)$$

그림 4는 surface형 brushless DC Motor의 phasor도를 나타낸 것이다. $I_{ds} = 0$ 으로 하면 $I_{qs} = I_s$ 가 되어 자연스럽게 decoupling된다.

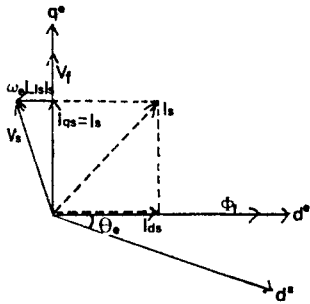


그림 4. Surface형 brushless DC Motor의 phasor도.

그림 4의 phasor도에서 보면,

$$V_f = V_{fm} \sin\theta_0$$

$$I_{qs} = I_{sm} \sin\theta_0$$

$$I_{ds} = 0$$

여기에서 $V_{fm} = \sqrt{2}V_f = \sqrt{2}\omega_r L_s I_s$, $I_{sm} = \sqrt{2}I_s$

지령치 전류의 기율기 m 을 다시 정리하면,

$$m = \omega_b I_{sm} \cos\theta_0 \quad (16)$$

식(16)을 식(15)에 대입하여 정리하면 식(17)을 얻을 수 있다.

$$HB = \frac{0.25V_{dc}}{f_c L} \left[1 - \frac{L^2 \omega_b^2}{V_{dc}^2} \left(\frac{\sqrt{2}\omega_r}{L} \sin\theta_0 + I_{sm} \cos\theta_0 \right)^2 \right] \quad (17)$$

이 때 이러한 band식으로 하여 hysteresis-band를 결정할 때 전동기 파라미터를 정확히 알아야하고 동작 상태에 따라 band의 연산이 용이하지 않다는 단점이 있다. 여기에서 V_{dc} , L , ω_r 는 일정한 값이고, I_{sm} 은 어떤 부하에 대해서는 일정한 값이다. 또한 band를 한 주기내에서 바꾸지않을 의도로 $\cos\theta_0$, $\sin\theta_0$ 항을 무시한다면

$$HB \propto \frac{1}{f_c}$$

따라서 본 연구에서는 식(17)을 간략하게 하여 다음과 같은 새로운 적응 hysteresis-band폭 제어 알고리즘을 구성하였다.

- 1) 스위칭 소자에 알맞는 원하는 스위칭 주파수 SF*를 결정한다.
- 2) 초기 hysteresis band HB₀를 적절히 선택한다.
- 3) 정상상태 동작시 1주기의 실제 평균 스위칭 주파수 SF₀를 검출한다.
- 4) 이를 원하는 스위칭 주파수 SF*와 비교하여 서로 같지 않

을 때에는 다음과 같은 식으로 하여 새로운 hysteresis band를 결정한다.

$$HB_1 = HB_0 \times \frac{SF_0}{SF^*}$$

- 5) 다시 HB₁의 새로운 band로 하여 1주기 동안의 평균 스위칭 주파수 SF₁을 검출한다.
- 6) 이를 원하는 스위칭 주파수 SF*와 비교하여, 만약 같을 경우에는 HB₁의 band로 계속 동작을 시키고, 다를 경우에는 다시 다음과 같은 식으로 하여 새로운 band HB₂를 구한다.

$$HB_2 = HB_1 \times \frac{SF_1}{SF^*}$$

- 7) 이와 같은 것을 원하는 스위칭 주파수와 실제 평균 스위칭 주파수가 같아질 때까지 반복한다.

이와 같이 하면 전동기 파라미터 및 부하의 상태와 무관하게 일정스위칭 주파수 제어를 할 수 있다.

IV. 시뮬레이션

다음과 같은 파라미터를 갖는 surface형 Brushless DC Motor를 대상으로 하여 시뮬레이션 하였다. 전체 시스템 블록선도는 그림 5와 같다.

정격 출력(W) = 950 [W]

극 수(P) = 6 poles

정격 속도(ω_b) = 2000 [rpm]

정격 토크(T_b) = 4.508 [Nm]

magnet flux(ϕ_r) = 0.162 [wb]

정격 전압(V_{sr}) = 103 [V]

정격 고정자 전류(I_{sr}) = 6.2 [A]

고정자 저항(r_s) = 1.6 [Ω]

인덕턴스(L/상) = 12 [mH]

관성 모멘트(J) = 1.7 [g·m²]

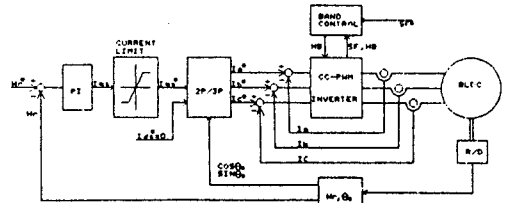


그림 5. 시스템 블록선도.

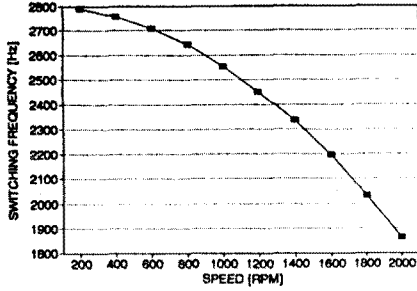
그림 6은 고정된 hysteresis-band를 가진 경우와 본 연구에서 제시한 적응 hysteresis-band폭 제어 알고리즘으로 시뮬레이션 하였을 때 동작 주파수에 따른 스위칭 주파수를 나타낸 것이다. 본 연구에서는 초기 band를 정격의 15%로 설정하였다. 이 때 스위칭 주파수가 원하는 스위칭 주파수의 1%내에 들어오면 안정한 것으로 가정하였다. 그림에서 알 수 있듯이 본 연구에서 제시한 알고리즘을 사용하였을 때는 스위칭 주파수가 거의 일정함을 볼 수 있다.

그림 7은 제시한 알고리즘에서의 3KHz 스위칭시 정격속도까지의 band폭의 변화를 나타낸 것이다. 이 때 band폭은 정격전류의 percentage로 표시하였다.

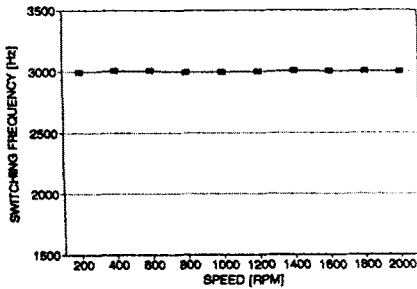
그림 8은 정격속도(2000rpm)에서의 고정된 hysteresis

band를 가진 경우와 제시한 적응 hysteresis band폭 제어 알고리즘으로 시뮬레이션 하였을 때의 전류파형을 나타낸 것이다. 제시한 방법을 사용했을 경우 전류리플이 상당히 감소됨을 볼 수 있다.

그림 9는 부하 전류의 고조파를 비교한 것으로, 부하전류의 THD(Total Harmonic Distortion)가 고정된 band로 하였을 때의 8.4%에서 제시한 방법으로 하였을 때는 THD가 4.2%로 감소한다.



(a) 고정된 band



(b) 제시한 알고리즘

그림 6. 스위칭 주파수 비교.

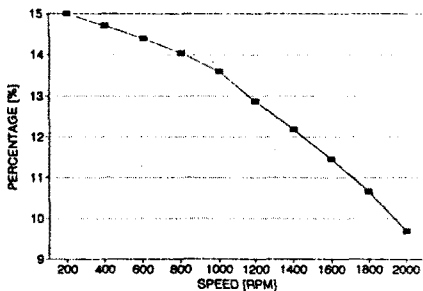
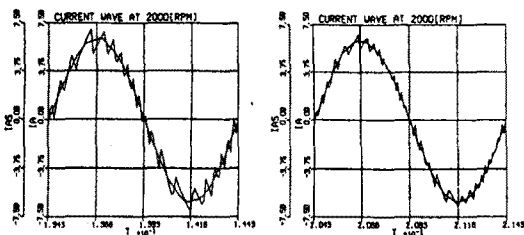


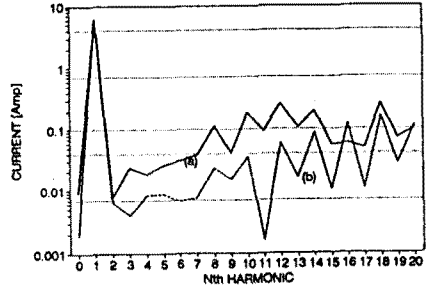
그림 7. 일정 스위칭 주파수로 했을 때의 band변화.



(a) 고정된 band

(b) 제시한 알고리즘

그림 8. 정격 속도(2000[rpm])에서의 전류 파형.



(a) 고정된 band

(b) 제시한 알고리즘

그림 9. 정격 속도에서의 부하 전류의 고조파.

V. 결 론

본 논문에서는 surface형 Brushless DC Motor의 전류 제어에 있어 hysteresis band폭을 가변하여 스위칭 주파수를 일정하게 하는 적응 hysteresis-band폭 제어 알고리즘을 제시하였다.

band폭 크기의 변화는 시스템 파라미터의 함수로 수식적인 해석을 하였으며, 이를 간략하게하여 스위칭 주파수와와 관계로 부터 구하였다.

기존의 일정 band hysteresis 전류제어에 비해 본 논문에서 제시한 알고리즘을 사용하였을 경우 스위칭 주파수는 거의 일정하게 되고 전류 리플도 상당히 감소하였으며 고조파도 줄어들음을 알 수 있다.

또한 본 논문에서 제시한 알고리즘은 시스템 파라미터와 전동기 동작상태에 무관하다는 특징이 있다.

참 고 문 헌

- [1] D.M.Broad, "Current Control of VSI-PWM Inverters"
- [2] B.K.Bose, "An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter For Machine Drive System", Conf.Rec.IECON, pp.684-690,1988.
- [3] M.T.Wishart, R.G.Harley, and G.Diana, "The Application of Field Oriented Control To The Brushless DC Machine", Conf.Rec.EPE, vol.3, pp.629-634,1991.
- [4] M.J.Kamper and F.S.van der Merwe, "Modeling, Non-Linear Simulation and Dynamic Performance of a Current Controlled Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive", Conf.Rec.EPE, vol.3, pp.451-456,1991.
- [5] B.K.Bose, "A High Performance Inverter-Fed Drive System of an Interior Permanent Magnet Synchronous Machine", Conf.Rec.IEEE/IAS Annual Meeting, pp.269-276, 1987.
- [6] A.Nabae, S.Ogasawara, and H.Akagi, "A Novel Control Scheme of Current-Controlled PWM Invertes", Conf.Rec.IEEE/IAS Annual Meeting, pp.473-478,1985.
- [7] L.Malesani and P.Tenti, "A Novel Hysteresis Control Method for Current-Controlled VSI PWM Inverters with Constant Modulation Frequency", Conf.Rec.IEEE/IAS Annual Meeting, pp.851-855,1987.