

PWM 인버터의 스위칭 주파수에 따른 브러시리스 DC 모터에서의 와전류 손실 특성 해석

김와성, 최태식, 김윤현, 이주
한양대학교 전기공학과

Analysis of Eddy Current Loss in Brushless DC Motor according to the Swiching Frequency of the PWM Inverter

Wa Sung Kim, Tae Sik Choi, Youn Hyun Kim, Ju Lee
Dept. of Electrical Engineering, Hanyang University

Abstract - In the paper the eddy current loss in brushless DC motor due to switching frequency supplied by PWM inverter, is analyzed. The compensated conductivity is used in order to analyze the eddy current loss in brushless DC motor which has lamination structure. The eddy current loss is decreased when switching frequency supplied by PWM inverter is gradually increased from 1.2kHz up to 12kHz. The high switching frequency of PWM inverter make the output wave into a similar sine wave and this leads to the decreasing eddy current loss.

1. 서 론

브러시리스 DC 모터는 높은 효율 및 제어의 용이성으로 인하여 그 적용 범위가 확대되고 있으며 그 발전 추세는 점차 고속화, 고 정밀화하고 있다. 그리고 그 구동전원으로는 제어의 용이성을 위해 PWM 인버터가 사용되고 있다. 따라서 브러시리스 DC 모터에 대한 정확한 특성해석 및 설계를 위해서는 PWM 인버터 구동회로를 결합한 연성해석을 수행할 필요성이 대두되고 있으며, 또한 고속화로 인해 철손을 고려한 해석이 필요하게 되었다. 특히 철손 성분 중 히스테리시스 손실은 주파수에 비례하고, 와전류 손실은 주파수의 자승에 비례하므로 모터가 고속화할수록 와전류손실을 고려한 설계의 중요성이 더욱 커지고 있다. [1]

하지만 와전류 손실해석의 경우 와전류 손실을 줄이기 위한 적층구조로 인해 3차원 해석이 필수적이지만 적층을 고려한 3차원 유한요소해석은 모델링의 어려움과 방대한 계산량으로 인해 현실적으로는 극히 어렵다고 할 수 있다. 그리고 기존의 PWM 인버터 연성해석의 경우 시간 차분 유한요소법에서 시간차분값을 일정하게 됨으로 인한 오차가 많이 발생하며, 이 오차를 줄이기 위해

서는 시간차분값을 매우 작은 값으로 취해야 하는데 이 경우에도 오차는 계속 존재하며 또한 해석시간이 대폭 증가하는 단점이 발생한다. [2]

따라서 본 연구에서는 적층 구조를 2차원적으로 모사할 수 있는 와전류 손실 해석 방법을 제시하고, 이로부터 시간차분값을 가변시키는 새로운 PWM 인버터 연성 해석 방법을 통해 PWM 인버터의 스위칭 주파수에 따른 와전류 특성 변화를 살펴보았다.

2. 본 론

2.1 해석 모델

본 연구에서 사용된 브러시리스 DC 모터 모델은 극수 8, 슬롯수 12, 정격속도 3,600 [rpm]으로서, 3상 전파구동 방식의 외전형이다. 대칭성을 고려하여 2극분만을 해석영역으로 하였으며 영구자석은 링형 Ferrite로 자극 전체가 원주방향으로 균일하게 자화되는 것이 아니라 자극 경계에서는 약하게 착자된 사다리꼴 분포의 형태를 갖는 것으로 가정하였다. 그림 1은 해석모델을 나타내고 있으며 제원은 표 1과 같다.

2. 2 유한요소정식화

변위전류를 무시할 수 있는 준 정상상태에서, 자기 벡터 포텐셜이 z-축 성분만 가질 때 맥스웰 방정식으로 부터 지배방정식을 유도하면 식 (1)과 같다.

표 I. 해석모델의 제원

Table I. The specifications of the analysis model

구 분	제 원	
고정자	슬롯수	12
	상수	3
	상단권선수	28
	적층폭	21. (mm)
회전자	외경	73.3 (mm)
	극수	8
	내경	74.1 (mm)
영구자석 Ferrite	외경	85.9 (mm)
	자화방향 두께	4.8 (mm)
	자극 높이	24 (mm)
	극당 자극각도	45 (deg)
	잔류자속밀도	0.275 (T)
공극	보자력	3 (KA/m)
	길이	0.4 (mm)

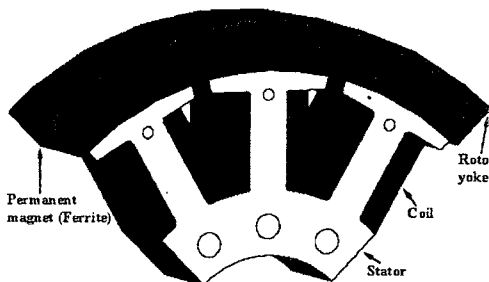


그림 1. 해석모델
Fig. 1. Analysis Model

$$-\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial A}{\partial y} \right) \right) + \sigma \left(\frac{\partial A}{\partial t} + v_x \frac{\partial A}{\partial x} \right) - J_o = 0 \quad (1)$$

여기서, μ 는 투자율을, M 은 영구자석의 자화를, J_o 는 코일의 전류 밀도를, σ_e 는 적층도체의 도전율을, ϕ 는 전기 스칼라 포텐셜을 나타낸다. 그리고 $\nabla \phi = 0$ 이라고 가정하였다.

전압원 해석의 경우 회로 방정식은 다음의 식 (2)로 주어진다.

$$V = R_m I_m + L_m \frac{dI_m}{dt} + E_m \quad (2)$$

여기서 R_m : 유한요소해석영역의 내부저항과 외부저항의 합성저항
 L_m : 권선 코일단부의 누설인덕턴스
 E_m : 권선에 유기된 역기전력

식(2)를 식(1)에 결합하여 Galerkin법을 사용하여 정식화를 수행하면 식(3)의 계행렬을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} [S] + \frac{1}{\Delta t} [C] & Q_m \\ \frac{1}{\Delta t} [F_m] & R_m + \frac{L_m}{\Delta t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^{t+\Delta t} \\ I_m^{t+\Delta t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\Delta t} [C] & 0 \\ \frac{1}{\Delta t} [F_m] & \frac{L_m}{\Delta t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^t \\ I_m^t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ V^{t+\Delta t} \end{bmatrix} \quad (3)$$

2.3 적층을 고려한 등가 도전율

고정자의 적층 각 단면에 대해 발생하는 와전류를 하나의 페로로 생각하여 단위체적당 와전류를 손실을 유도하면 식(4)와 같다. [3]

$$\bar{p} = \sigma E^2 = \sigma \frac{(c \omega B_m)^2}{24} \quad [W/m^3] \quad (4)$$

여기서 c , σ 는 각각 적층두께, 도전율을 나타내며 B_m , ω 는 각각 최대자속밀도 및 각속도를 나타낸다.

식(4)로부터 와전류손실은 적층두께, 각속도 및 자속밀도의 제곱에 비례함을 알 수 있다. 따라서 적층방향의 길이를 c' 라고 하면 적층폭은 $c = c'/n$ 이므로 단위체적당 손실은 식(5)와 같다

$$\bar{p}_e = \sigma_n E^2 = \frac{\sigma}{n^2} \frac{(c' \omega B_m)^2}{24} \quad [W/m^3] \quad (5)$$

따라서 식(5)를 통해 알 수 있듯이 고정자를 n 적층하였을 경우 와전류 손실밀도 \bar{p}_e 은 적층수 n 의 제곱에 비례하는데 이 관계는 식(6)의 새로운 도전율로 보정하여 나타낼 수 있다. 따라서 본 연구에서는 보정된 도전율 σ_n 을 사용하여 해석을 시행하였다. [4]

$$\sigma_n = \sigma / n^2 \quad (n : \text{적층수}) \quad (6)$$

2.4 유한요소해석을 위한 인버터 모델링

그림 3은 전동기 구동용 PWM 인버터의 모델을 나타내며, 그림 4는 PWM 인버터에서의 출력전압 파형의 발생 원리를 나타낸다. 그림 4(a)에서 v_a, v_b, v_c 는 출력하고자 하는 각 상의 정현파 전압지령치이며 v_m 는 PWM 발생을 위한 삼각파 전압파형으로, 각 상의 PWM 출력 전압은 이 두가지 파형의 비교에 의하여 그림 4(b)와 같이 만들어지게 된다.

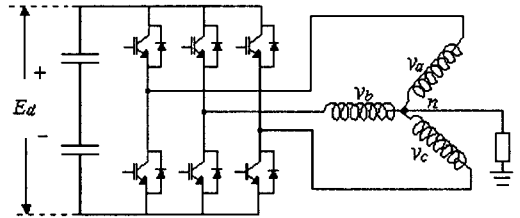
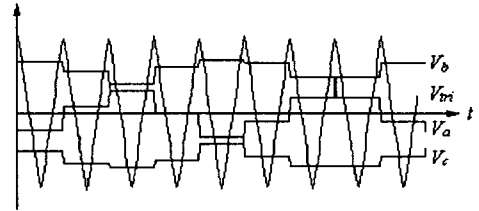
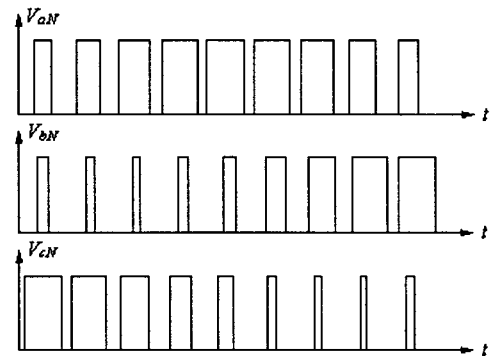


그림 3. PWM 인버터 모델링
 Fig. 3. PWM Inverter Modelling



(a) PWM 인버터에서의 정현파와 삼각파의 비교



(b) PWM 인버터 각 상의 전압 출력 파형



(c) 시간차분값의 설정

그림 4. PWM 인버터에서의 PWM 파형 및 유한요소 해석시의 시간차분값의 설정

Fig. 4. PWM waveform of PWM inverter and determination of time step in FE analysis

따라서, 유한요소 해석시 그림 4(c)와 같이 인버터의 출력파형이 변화하는 시점들을 기준으로 하여 시간차분값 Δt 를 결정, 해석을 진행해 나갈 수 있다. 여기에서 각 상의 정현파 전압지령치는 디지털 회로에서 구현될 경우 그림과 같이 스위칭 주기 동안에는 일정한 값으로 입력된다.

그림 5는 위의 가변 시간차분값에 의한 PWM 인버터의 발생전압을 나타내며 그림 6은 이러한 전압 인가시의 전류파형을 나타낸다.

2.5 해석 결과

그림 7은 PWM 인버터 구동시 회전각에 따른 와전류 손실을 나타낸다. 이 때 삼각파 피크치와 정현파 피크치의 비(m)는 0.9이며, 정현파 주파수는 60[Hz]이며, 스위칭 주파수(f_s)는 3[kHz]이다. 그림 8은 m 은 0.9, 그리고 정현파 주파수는 60[Hz]로 일정하게 유지하며 스위칭 주파수(f_s)만 변화시켰을 경우 f_s 에 따른 와전류 손실의 변화를 나타낸다. 그림에서 $Loss_{sin}$ 은 입력 전압을 완전한 Sin파 형태로 하였을 경우의 와전류 손실을 나타내며, $Loss_1$ 은 f_s 를 1.2[kHz]로 하였을 경우의 와전류 손실을 나타내며, $Loss_2$ 는 3[kHz], $Loss_3$ 은 6[kHz], $Loss_4$ 는 12[kHz]로 하였을 경우의 와전류 손실을 나타낸다. 이상의 결과 완전한 Sin파 전압 입력일 경우 가장 적은 와전류 손실 특성을 나타내며, 일정한 정현파 주파수에서 스위칭 주파수만 변화시킬 경우에는 주파수가 증가할수록 와전류 손실은 감소함을 알 수 있었다.

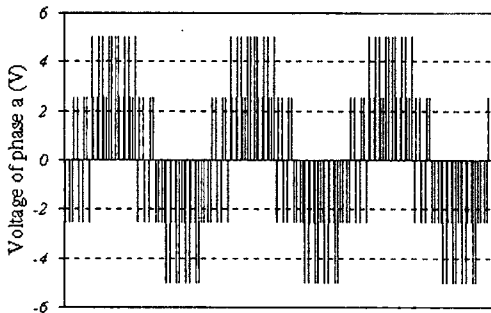


그림 5. PWM 인버터 구동시의 시간차분값에 따른 전압파형
Fig. 5. Voltage waveform according to the value of time step in case of PWM inverter

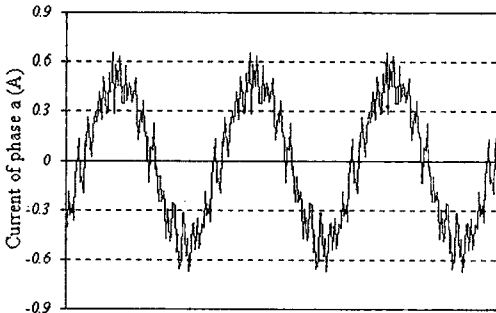


그림 6. PWM 인버터 구동시의 시간차분값에 따른 전류파형
Fig. 6. Current waveform according to the value of time step in case of PWM inverter

3. 결 론

본 연구에서는 적층 구조에 따른 와전류 손실의 특성을 와전류 손실의 이론식을 통해 등가 도전율을 사용함으로써 효과적으로 모사할 수 있음을 보였고, 이로부터 보정한 2차원 유한요소법을 사용하여 PWM 인버터의 스위칭 주파수에 따른 와전류 손실 특성을 알아보았다. 연구결과 와전류 손실은 스위칭 주파수가 증가할수록 오히려 감소하는 특성을 나타내었다. 이것은 PWM 인버터의 전압 발생 원리상 스위칭 주파수가 증가할수록 출력 전압은 더욱 정현파 전압에 가까워지기 때문으로 생각되어 진다.

(참 고 문 헌)

- [1] Hendershot, J. R. and Miller, T. J. E. *Design of brushless permanent magnet motors*, Oxford University Press, 1994.
- [2] I. Haouara, A. Tounzi and F. Piriou, "Numerical modeling to study the vector control of an excited reluctance machine", *IEEE Proceedings on CFE*, pp. 228, 1998.
- [3] 임달호, *전기계의 유한요소법*, 동명사, 1986
- [4] Y. D. Chun, T. S. Choi, J. Lee and T. B. Im, "Analysis of brushless DC motor considering various design schemes by 2D-finite element method", *Proceedings on IEEE COMPUMAG'99*, 1999

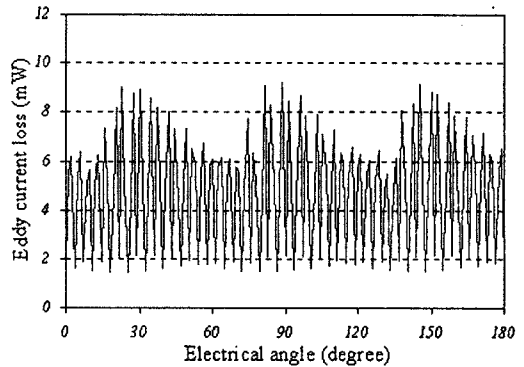


그림 7. 회전각에 따른 와전류 손실
Fig. 7 Eddy current loss according to the rotate angle

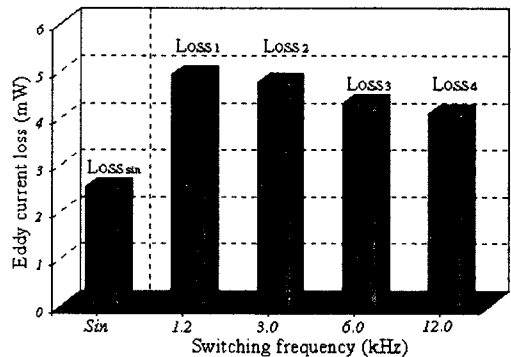


그림 8. 스위칭 주파수에 따른 와전류 손실 비교
Fig. 8. Eddy current loss according to f_s