

슬롯등가회로를 이용한 영구자석모터의 순시치 해석법연구

A Study on the Instantaneous Characteristics Analysis Method of PMSM using Slot Equivalent Circuit

원성홍[†] · 한기수^{*}
 (Sung Hong Won · Ki-Soo Han)

Abstract - Recently, many motor analysis methods have been developed and studied. Among these methods, the finite element method(FEM) and the analytic method are most popular in field engineers because of the accuracy of FEM and the convenience and rapid analysis time of the analytic method. Contrary, the finite element method has a weakness in calculation time and it is not easy to obtain the instantaneous characteristics value of motor with the analytic method. In this paper, the authors proposes a novel method for calculating the instantaneous characteristics of motors with the magnetic slot equivalent circuit.

Key Words : Motor characteristics, Equivalent circuit, Analytic method, Torque calculation, BackEMF

1. 서론

모터의 설계와 해석을 위해 사용되는 방법은 매우 다양한 형태로 여러 가지 종류가 있지만, 가장 많이 사용되는 방법으로는 오랜 전통을 가진 등가회로해석법과 최근 발달된 컴퓨터의 계산능력을 이용한 수치해석법으로 나눌 수 있고, 수치해석법 중에서도 특히 미분방정식을 변분원리를 이용하여 정식화하여 근사치를 얻어내는 유한요소해석법이 있다.

최근의 PC의 발달과 함께 컴퓨터의 계산능력과 저장 공간의 제약이 거의 없어지다시피 하면서, 특히 수치해석법을 이용한 유한요소법이 매우 활발하게 사용되고 있고, 과거에는 시행착오를 통해 개발되던 여러 가지 전기기기들이 유한요소법을 이용한 시뮬레이션으로 대체되면서 개발기간과 비용을 절감하는 것이 전반적인 산업계의 개발프로세스가 되어가고 있다.

유한요소해석법과 등가회로해석법은 각각 장점과 단점을 가지고 있는데, 서로의 장점과 단점이 교차되는 특성이 있어 두 가지 해석법은 상호보완적인 성격을 가지고 있다. 특히 등가회로해석법의 경우는 모터의 특성을 평균치를 기준으로 예측하는 특성이 있는데, 대부분 주기성을 가지고 있으면서 실시간으로 변화하는 전압과 전류에 의한 특성을 고려하기 보다는 평균치 혹은 실효치에 의해 특성을 표시하며, 이에 따라 모터의 전반적인 성능과 특성을 표시하기에 매우 간편한 장점이 있으나, 순시적으로 변화할 때의 특성을 알아내기 어려워 한계가 존재한다. 이런 단점을 해결하기 위해 유한요소해석법에서는 순시치를 이용하여 모터를 해석할 수 있으며, 코깁토크, 토크리플, 철심의 포화, 온도변화에 따른 특성 변화, 자석의 감자 등 안전 혹은 모터의 품질과 관련된 매우 다양한 특성값들을 예측해 낼 수 있는 특징이 있다[11, 12].

그러나 유한요소해석법의 가장 큰 한계점이라고 하면 모터의 특성을 예측하기 위해 매우 많은 계산량이 필요하기 때문에 현대의 발달된 PC자원을 활용한다고 해도 해석을 위해 최소한 몇 시간 이상이 소요되는 경우가 많고, 수십 가지의 설계 파라미터를 변경해 가면서 해석을 수행해야 하는 최적설계의 경우는 수일에서 수십 일에 이르는 시간을 소모해야 결과 값을 알 수 있는 경우도 있다[13, 14].

최근에는 이런 두 가지 해석법의 장점을 결합하여 반복되는 계산과정을 줄여, 보다 나은 예측 값을 빠른 시간 내에 얻을 수 있도록 하는 다양한 시도가 계속되고 있으며, 모터의 설계와 해석을 위한 상용 시뮬레이션 프로그램에서도 이런 시도의 결과물들이 적용되고 있기도 하다[1-3].

본 논문에서는 유한요소해석법을 이용하지 않고, 등가회로해석법을 이용하여 모터해석을 할 경우 기존의 방법으로는 얻어내기 힘들었던 토크파형, 역기전력파형 등을 모터의 회전자와 고정자에 대해 각각 등가회로를 구성하고, 순시치 해석이 가능하도록 회전자와 고정자의 상대적인 위치에 따라 변화하는 등가회로를 해석하는 방법을 통해 얻어내는 방



그림 1 모터 해석법의 분류

Fig. 1 Categories of Electric Motor Analysis Method

[†] Corresponding Author : Dept. of Electric System, Dong Yang Mirae University, Korea

E-mail : sagewide@dongyang.ac.kr

^{*} Dept. of Electric System, Dong Yang Mirae University, Korea

접수일자 : 2016년 11월 22일

수정일자 : 2017년 1월 2일

최종완료 : 2017년 1월 4일

법을 제시하였으며, 이를 유한요소해석법을 이용한 결과 값과 비교하여 빠른 해석시간에도 불구하고 모터해석의 예상 결과 값으로 사용할 수 있을 정도의 정확도를 보이는지 확인하였다.

2. 등가회로 해석

등가회로해석을 통해 모터의 특성해석을 하는 경우는 일반적으로 모터의 회전자와 고정자의 상대적인 위치를 고려한 해석을 하는 것이 아니라, 모터의 회전자가 회전을 하는 동안의 기하평균값을 이용하여 해석을 하기 때문에, 대부분의 모터의 특성은 모터의 회전주파수에 따라 정현적으로 변화하는 것으로 가정하게 된다.

자속량과 역기전력이나 전류, 전압 등의 모터의 특성치들은 실제적으로는 정현적으로 변화하지 않는 경우가 많지만, 철심의 포화나 부하가 급변하는 상황 등을 제외하면 일반적으로 기본파만을 해석의 고려대상으로 삼아도 전반적인 특성을 파악하는 데는 무리가 없다.

그러나 모터의 특성을 파악하기 위해서는 순시적인 값을 알아야 할 필요가 있는데, 코딩토크나 역기전력의 파형을 알아야 할 경우에는 기존의 평균치를 이용한 등가회로해석은 적용하기 힘들어서 시간이 많이 소모되는 유한요소해석을 이용하는 경우가 대부분이다.

본 논문에서 제시하고자 하는 순시치 등가회로해석법은 모터의 각 특성치를 정현파로 가정하지 않고, 고정자와 회전자의 등가회로를 각각 구성한 뒤 순시적인 상대각도에 따라 변화하는 자속량을 이용하여 전체 등가회로로 반영된 순시 자속량으로 순시치를 얻어내는 방법을 사용하였다.

아래의 그림 2과 표 1은 등가회로해석과 유한요소해석의 비교를 위해 사용한 표면 부착형 PMSM의 사양을 제시하고 있다.

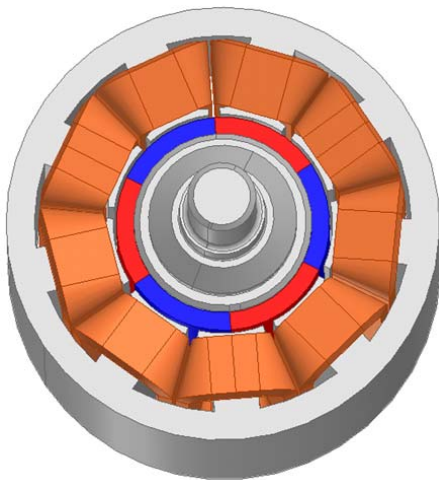


그림 2 해석대상인 표면부착형 영구자석모터
Fig. 2 Surface Mounted PMSM for Analysis

표 1 해석대상 모터의 사양

Table 1 Motor Specifications for Analysis

구분	사양
출력	2.5[kW]
극수	6
슬롯수	9
적층길이	80[mm]
고정자외경	76[mm]
상전압	42[V]
상전류	32[A]
공극	0.5[mm]
정격속도	6000[rpm]

2.1 회전자 및 고정자 등가회로

모터의 고정자 등가회로는 철심에 권선이 감기는 형태로 구성되기 때문에 권선기자력이 자기회로 상에 나타나게 되며, 치와 요크부분으로 나누어지는데, 실제 고정자의 자기저항은 치 끝부분의 포화를 무시한다면 회전자의 회전에 따라 변화하지 않는 값을 가지게 된다.

실제로는 영구자석기기의 경우 폴슈를 가지고 있기 때문에 치 끝부분의 포화는 피하기 어려운 경우가 많지만, 실제적인 자속량이나 역기전력에 있어서는 큰 영향을 주지 않는 경우가 많다. 따라서 본 논문에서는 고정자 철심 부분의 자기회로는 일정한 값을 가지는 자기저항으로 구성하고, 각 상의 자기회로를 독립적으로 구성한 뒤 3개의 상을 서로 연결하는 전체적인 자기회로를 구성할 수 있도록 한다.

아래의 그림 3에서는 자기등가회로를 구성하기 위한 등가 자기저항을 구성하는 모터의 각 영역을 표시하고 있다. 이 영역에서 공극을 통해 회전자에서 고정자로 전달되는 자속량은 각 상의 회전자와 고정자의 상대적 위치에 따라 달라지는데, 이를 기자력 함수를 이용하여 구성하면 회전자와 고정자의 상대적 위치변화를 표현할 수 있게 된다[7, 8].

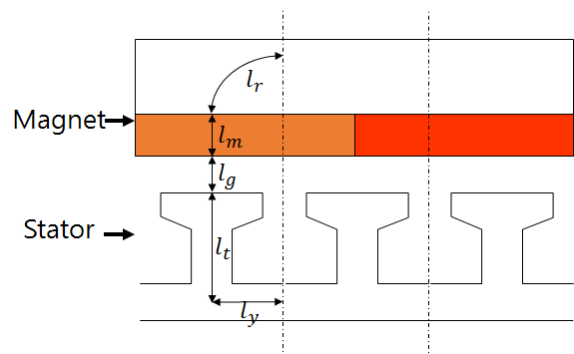


그림 3 자기등가회로 구성을 위한 영역구분
Fig. 3 Domain distinction for magnetic equivalent circuit

2.2 등가자기회로

각 상의 자기회로를 병렬로 병합하면 전체적인 모터의 자기회로가 되는데, 각 상의 치에 권선이 감기게 되므로, 회전

자의 영구자석에서 발생한 자속이 각상의 치에 쇄교되는 쇄교자속량은 회전자와 고정자의 상대적인 위치에 따라 변화하게 된다.

일반적으로는 모터의 2극이 한주기를 형성하게 되며, 이 한 주기에 3상의 권선이 $2/3\pi$ 만큼 균일하게 분산배치되어 있으므로, 이전 절에서 구성한 각 상의 등가회로에서 영구자석기자력을 회전자의 위치에 따른 함수로 표현하게 되면 모터의 순시치를 해석할 수 있게 된다. 이를 등가회로로 나타내면 아래의 그림 4와 같아진다.

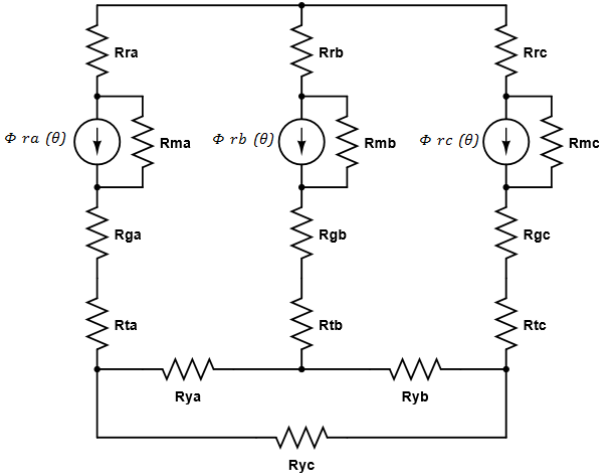


그림 4 모터 자기등가회로
Fig. 4 Motor magnetic equivalent circuit

그림 4는 회전자의 영구자석 자속을 각도에 대한 함수로 표현하고 있는데, 이는 회전자의 영구자석에서 발생하는 자속이 공극을 통해 고정자의 치로 들어오는 것은 고정자와 회전자의 상대적인 각도에 따라 주기적으로 변화하는 값을 갖기 때문인데, 고정자의 치와 마주보는 영구자석의 N극과 S극의 비율에 의해 자속량이 결정되기 때문에 이상적으로는 정현적으로 변화하는 것으로 가정할 수 있지만, 실제로는 슬롯오픈의 크기와 형상에 의해 변화하게 된다. 따라서 a상의 고정자에 쇄교되는 자속함수를 하나의 자극에 대해 일정한 비율만큼 적분한 함수로 표현하면 아래와 같은 식이 된다.

$$\Phi_{ra}(\theta) = \int_{\theta_r}^{\theta_r + 2/3\pi} \Phi_r \sin\theta d\theta \quad (1)$$

마찬가지로, b상과 c상에 대해 표현하면 아래와 같다.

$$\Phi_{rb}(\theta) = \int_{\theta_r + 2/3\pi}^{\theta_r + 4/3\pi} \Phi_r \sin\theta d\theta \quad (2)$$

$$\Phi_{rc}(\theta) = \int_{\theta_r + 4/3\pi}^{\theta_r + 2\pi} \Phi_r \sin\theta d\theta \quad (3)$$

자속함수로 표현된 등가자기회로에서는 한 상의 쇄교자속량을 계산하기 어려우므로, 자속과 병렬연결된 영구자석의 자기저항을 테브넨변환에 의해 기자력과 직렬연결된 자기저

항으로 치환하면 아래와 같이 각 상의 기자력과 자속에 관한 식을 쉽게 구할 수 있다.

$$MMF_{ta}(\theta) = \Phi_{ra}(\theta) R_{ma} \quad (4)$$

$$MMF_{tb}(\theta) = \Phi_{rb}(\theta) R_{mb} \quad (5)$$

$$MMF_{tc}(\theta) = \Phi_{rc}(\theta) R_{mc} \quad (6)$$

이 각 상의 기자력식을 동시에 연결하여 각 상의 쇄교자속량을 순시값으로 얻을 수도 있다. 이를 기자력으로 표현된 모터 자기등가회로로 나타내면 아래의 그림 5와 같다.

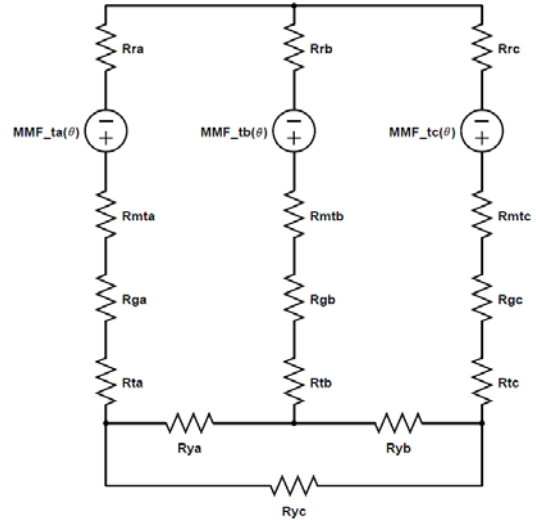


그림 5 기자력으로 표현된 모터 자기등가회로
Fig. 5 Motor magnetic equivalent circuit with MMF

2.3 루프방정식의 적용

이 등가 자기회로를 이용하여 한 상의 쇄교자속량을 구하기 위해 루프방정식을 적용하면 회로상의 왼쪽 루프에 대해 아래의 식을 얻을 수 있으며, 각상의 자기저항은 모두 같은 값을 가진다고 가정하였다.

$$\Phi_1(\theta) = \frac{MMF_{ta}(\theta) - MMF_{tb}(\theta)}{2(R_{ya} + R_{ta} + R_{ga} + R_{mta} + R_{ra})} \quad (7)$$

마찬가지로 회로상의 오른쪽 루프와 등가자기회로의 외곽 루프에 대해서도 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\Phi_2(\theta) = \frac{MMF_{tb}(\theta) - MMF_{tc}(\theta)}{2(R_{ya} + R_{ta} + R_{ga} + R_{mta} + R_{ra})} \quad (8)$$

$$\Phi_3(\theta) = \frac{MMF_{tc}(\theta) - MMF_{ta}(\theta)}{2(R_{ya} + R_{ta} + R_{ga} + R_{mta} + R_{ra})} \quad (9)$$

이렇게 구한 각 루프의 쇄교자속량을 각 상의 쇄교자속량으로 변환하기 위해서는 각 루프자속량의 차로 구할 수 있다.

$$\Phi_a(\theta) = \Phi_1(\theta) - \Phi_2(\theta) \quad (10)$$

$$\Phi_b(\theta) = \Phi_2(\theta) - \Phi_3(\theta) \quad (11)$$

$$\Phi_c(\theta) = \Phi_3(\theta) - \Phi_1(\theta) \quad (12)$$

또한 각 상의 역기전력을 구하기 위해서는 서로 인접한 두 루프의 자속량을 더하면 되므로 아래의 식과 같이 된다.

$$B-EMF_a(t) = \frac{1}{2}N \frac{d\Phi_1(t)}{dt} - \frac{1}{2}N \frac{d\Phi_2(t)}{dt} \quad (13)$$

$$B-EMF_b(t) = \frac{1}{2}N \frac{d\Phi_2(t)}{dt} - \frac{1}{2}N \frac{d\Phi_3(t)}{dt} \quad (14)$$

$$B-EMF_c(t) = \frac{1}{2}N \frac{d\Phi_3(t)}{dt} - \frac{1}{2}N \frac{d\Phi_1(t)}{dt} \quad (15)$$

이런 방법으로 구한 역기전력은 아래의 그림과 같이 거의 완벽한 정현파의 형태를 띄게 되는데, 일반적으로 평균치 역기전력을 계산하기 위해 사용하는 데는 크게 무리가 없으나, 본 논문에서 얻고자 하는 순시치 역기전력의 특성을 얻기에는 무리가 있으며, 실제 역기전력이 자속량의 변화에 따라 변화하는 값을 가지기 때문에 정현파형태의 역기전력보다 일반적으로 큰 값을 가지게 되는 것을 반영하기 어렵게 된다.

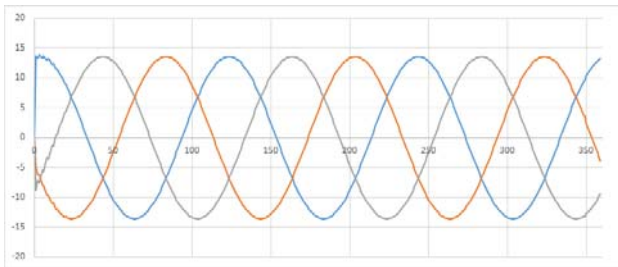


그림 6 제안한 방법으로 계산한 정현파 역기전력
Fig. 6 Sinewave BackEMF from the proposed Method

2.4 시그모이드자속식

식(1), (2), (3)으로부터 구한 정현파 자속의 적분치가 아닌 보다 현실적인 자속파형으로부터 적분치를 구하면 실제에 가까운 역기전력 파형을 얻을 수 있게 되는데, 일반적으로 표면부착형 영구자석 모터의 자속파형이 자극과 자극사이에 서로 상쇄되는 구간을 가지고 자극의 중앙부는 최대로 착자되는 점을 고려하면 Sigmoid함수를 자극의 중앙으로부터의 상대적 위치에 따라 대칭적으로 적용한 아래의 식을 이용한 함수로 표현하는 것이 실제의 자속파형과 가장 유사한 결과를 얻을 수 있게 된다.

$$F_{sig}(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{\left(1 + e^{-2|\sin^{-1}(\sin(\theta)) + (\pi - \theta_{mag})/4}\right)}, & \theta \geq 0 \\ -1, & \\ \frac{-1}{\left(1 + e^{-2|\sin^{-1}(\sin(\theta)) + (\pi - \theta_{mag})/4}\right)}, & \theta < 0 \end{cases} \quad (16)$$

여기서 θ 는 자석의 자극과 자극의 사이로부터의 상대적인 각도를 의미하며, θ_{mag} 는 자극 전체 중에 착자가 되지 않은 데드존을 제외하고 실제 풀착자가 된 부분의 상대적 각도를 의미한다.

위의 식을 그래프로 나타내면 아래의 그림과 같이 주기적으로 반복되는 형태의 파형을 얻을 수 있으며, 이를 최대자속량에 곱하여 실제에 가까운 자속파형을 계산할 수 있다.

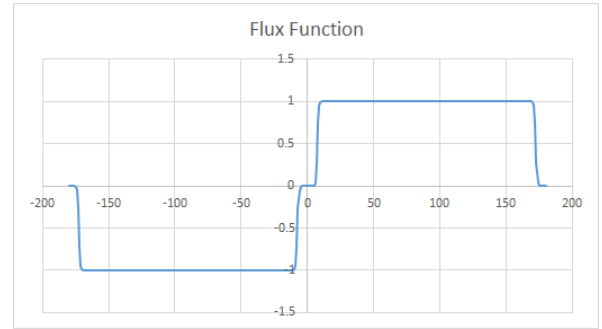


그림 7 시그모이드 함수를 이용한 자속파형
Fig. 7 Flux-wave using Sigmoid Function

2.5 실험값과의 비교

시그모이드함수를 이용한 실제에 가까운 자속파형을 고정자 치에 맞는 부분을 적분하여 얻은 자속량을 적용하여 위의 과정을 이렇게 구한 각 상의 역기전력을 실제로 제작된 모터의 역기전력과 비교하기 위해, 무부하상태의 3000[rpm]의 회전속도에서 측정된 각상의 역기전력과 제시된 방법에 의해 3000[rpm]으로 계산된 순시 역기전력을 비교하여 보았다.

아래의 그림은 제안된 방법에 의해 계산된 순시역기전력과 시제품을 제작하여, 3000[rpm]에서 측정된 역기전력을 나타내고 있는데, 두 역기전력 그래프의 크기와 형태가 매우 비슷한 것을 알 수 있으며, 계산된 상역기전력의 최대값은 약 17.4[V]이며, 측정된 상역기전력의 최대값은 약 18.8[V]이지만, 노이즈레벨을 고려하여 필터링을 거친 측정치의 최대값은 약 18[V]로서 계산치와 약 3.3%정도의 오차를 가지고 있어, 유한요소해석법에 의해 얻을 수 있는 순시역기전력에 비해 크게 차이 나지 않는 것을 알 수 있으며, 컴퓨터의 계산 능력에 따라 10분에서 1시간정도 소요되는 유한요소해석에 비해 3~10초정도에 계산결과를 얻을 수 있는 제안된 방법이 매우 유용함을 알 수 있다.

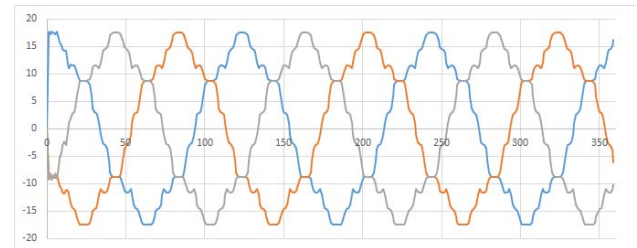


그림 8 제안한 방법으로 계산한 역기전력
Fig. 8 BackEMF from the proposed Method

또한, 모터의 토크를 구하기 위해서는 각 상의 자기에너지를 아래의 식을 이용하여 구한 뒤 미소각도변화에 따른 자기에너지의 변위를 구한다음, 각 상의 토크를 합하는 방법

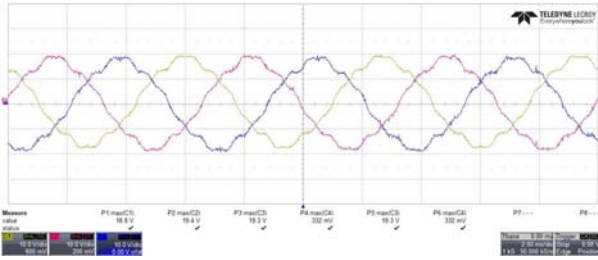


그림 9 3000[rpm]에서 측정된 역기전력
Fig. 9 Measured BackEMF at 3000[rpm]

으로 구할 수 있다.

$$dW_a(\theta) = \frac{1}{2} d\Phi_a^2(\theta) \cdot 2R_y \quad (17)$$

$$T_a = \frac{dW_a(\theta)}{d\theta} \quad (18)$$

$$T_{total} = T_a + T_b + T_c \quad (19)$$

부하시의 토크파형은 측정이 어렵기 때문에 본 논문에서 제안하는 방법과의 비교를 위해 유한요소해석을 통한 토크 파형을 구했는데, 이는 각각 아래의 그림과 같다.

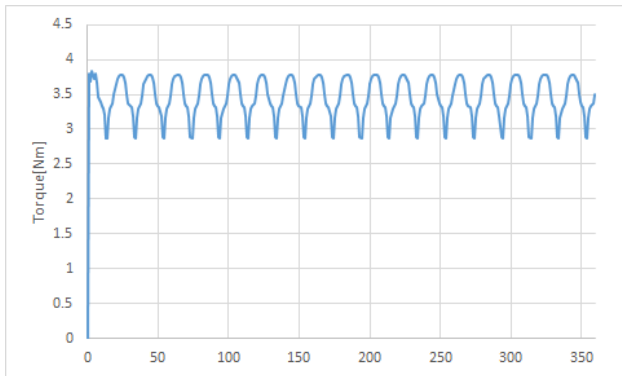


그림 10 제안한 방법으로 계산한 토크
Fig. 10 Torque from the proposed Method

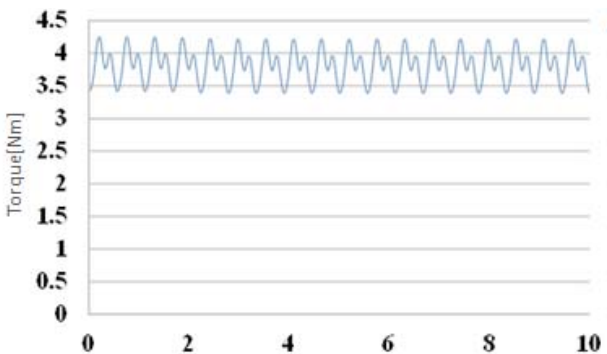


그림 11 유한요소해석으로 계산한 토크
Fig. 11 Torque from the FE Analysis

제안된 방법에 의한 토크는 약 3.44[Nm]의 평균치를 갖고, 유한요소해석에 의한 토크는 약 3.8[Nm]의 평균치를 갖는데, 약 9.5%의 차이로서 이는 자기회로의 구성을 위해 자기경로를 가정한 데서 오는 차이로 생각되며, 정밀한 해석을 위해서는 적지 않은 값이지만, 본 논문에서 제안하는 바는 빠른 해석을 통한 모터의 전반적인 특성과악에 순시치 계산을 적용하는 것이 주된 목적이므로, 수십 배에 달하는 계산 시간을 고려해 보면 충분히 가치가 있는 결과 값으로 볼 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 모터해석분야에서 매우 다양하게 활용되고 있는 유한요소해석과 자기등가회로 해석법의 장점을 결합하여, 매우 빠른 속도로 모터의 특성을 해석할 수 있으면서도, 유한요소해석의 장점이 가지는 순시치해석이 가능하도록 자기등가회로를 구성하고 이 자기등가회로의 기자력함수를 실제 착자된 자속패턴으로부터 구할 수 있도록 하여 보다 실제에 가까운 순시치를 얻어낼 수 있는 방법을 제시하였다.

제시된 방법에 의해 매우 빠른 시간에 모터의 역기전력이나 토크파형과같은 순시치 해석을 할 수 있었으며, 이 해석결과값을 실험치 및 유한요소해석치와의 비교를 통해 충분히 활용가능한 정도의 정확도를 가진다는 것을 확인해 보았다.

그러나 본 논문에서 제시된 방법은 고정자 및 회전자 철심의 포화나 누설을 충분히 고려하지 못한다는 한계가 존재하므로, 이를 보완하기 위해 자기등가회로를 보다 실제적인 형태로 발전시켜나아가야 할 것으로 생각되며, 이런 과정을 통해 모터의 설계과정에서 필요한 매우 빠르면서도 충분한 정확도를 가진 해석방법으로 활용될 수 있을 것으로 예상된다.

감사의 글

본 연구는 2015년도 동양미래대학교의 학술연구지원에 의하여 이루어진 연구로서, 관계부처에 감사드립니다.

References

- [1] Sung-hong Won, Seung-bin Im, Jae-nam Bae, Myung-jin Kim, Ju Lee, "A study on Moving Surface Method to Consider a Motion of Electrical Machine with Finite Element Method", *Transactions of The KIEE.*, vol. 55B, no. 12, 589-595, 2006. 12. 1
- [2] Sung-Hong Won, Jae-Hoon Choi, Ju Lee, "BLDC Motor Cogging Torque Calculation with the Moving Material Method in Finite Element Method", *Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers*, vol. 22, no. 3, p. 74-78, 2008. 3. 31
- [3] Sung-Hong Won, Ki-Soo Han, Tae Heung Kim, "A Time-Saving Method for Analyzing Permanent Magnet Motors", *Journal of the Korean Institute of*

Illuminating and Electrical Installation Engineers.,
vol. 24, no. 11, pp. 17-22, 2010. 11. 30.

- [4] J. H. Jeong, E. W. Lee, H. K. Sohn, T. M. Koo, S. S. Lim, J. H. Kim. (2001.10). "Analysis of Distributed Airgap Magnetic Density for Induction Motor using Magnetic Equivalent Circuit.", *KIEE Conference Proc.*, 65-67.
- [5] Jong-Ho Jeong, Eun-Woong Lee, Hyun-Kil Cho, Jun-Ho Kim, Hwa-su Lee. "An analysis of transient state for induction motor by using the magnetic equivalent circuit method.", *KIEE Conference Proc.*, (2002. 11): 18-20.
- [6] Jun-Chae Im, "Design of two axis freedom motor using space harmonic method and magnetic equivalent circuit method", Master's thesis, Seoul National University Dept. of EE, 2001.
- [7] Han-Kyeol Yeo, Dong-Kuk Lim, Sang-Yong Jung, Hyun-Kyo Jung. "Analysis of a Surface-Mounted Permanent-Magnet Machine by Using a Magnetic Equivalent Circuit Model." *KIEE Conference Proc.*, (2014. 10): 48-50.
- [8] Han-Kyeol Yeo, Dong-Kuk Lim, Seung-Ki Hong, JinHyeok Kim, Sang-Yong Jung, Hyun-Kyo Jung. "Electromagnetic Analysis of a Surface-Mounted Permanent-Magnet Machine by Using Analytical Method." *KIEE Conference Proc.*, (2015. 4): 39-41.
- [9] M. F. Hsieh and Y. C. Hsu, "A generalized magnetic circuit modeling approach for design of surface permanent-magnet machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, pp. 779-792, 2012.
- [10] L. Zhu, S. Z. Jiang, Z. Q. Zhu, and C. C. Chan, "Analytical modeling of open-circuit air-gap field distributions in multisegment and multilayer interior permanent-magnet machines", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, pp. 3121-3130, 2009.
- [11] Y. Sofiane, A. Tounzi, and F. Piriou, "A non linear analytical model of switched reluctance machines," *Eur. Phys. J. Appl. Phys.*, vol. 18, pp. 163-172, 2002.
- [12] D. Zarko, D. Ban, and T. A. Lipo, "Analytical calculation of magnetic field distribution in the slotted air gap of a surface permanent-magnet motor using complex relative air-gap permeance," *IEEE Trans. Magn.* vol. 42, pp. 1828-1837, 2006.
- [13] G. Krebs, A. Tounzi, B. Pauwels, D. Willemot, and M. F. Piriou, "Design of a permanent magnet actuator for linear and rotary movements," *Eur. Phys. J. Appl. Phys.*, vol. 44, pp. 77-85, 2008.
- [14] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, and B. Ackermann, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, Part I: Open-circuit field," *IEEE Trans. Magn.* vol. 29, pp. 124-135, 1993.

저 자 소 개



원성홍 (元聖弘)

1993. 2 : 한양대학교 전기공학과 졸업
1995. 2 : 한양대학교 전기공학과 석사
1995~ 2004 삼성전기 중앙연구소 CAE그룹
2007.2 한양대학교 전기공학과 박사
2007~2008 한양대학교 BK21연구교수
2009~현재 동양미래대학교 전기시스템과

부교수

Tel : 02-2610-5180

Fax : 02-2610-1854

E-mail : sagewide@dongyang.ac.kr



한기수 (韓己洙)

1982. 2 : 서울 대학교 전기공학과 졸업
1984. 2 : 서울 대학교 전기공학과 석사
1984~ 1991 엘지전자 연구소
1991~ 1999 대신정보통신 연구소
1999년 3월~현재 동양미래대학교 전기시스템과 부교수

Tel : 02-2610-1782

Fax : 02-2610-1854

E-mail : kshan@dongyang.ac.kr