

무철심 영구자석 직류 모터를 이용한 진동자 개발

황상문*, 정시욱**

Development of Vibration Motor Using Coreless Permanent Magnet DC Motor

Sang Moon Hwang*, Shi Uk Chung**

ABSTRACT

With a remarkable expansion of communication industry, a pager or a cellular phone becomes a necessary communication device in modern society. However, a paging signal by a buzzer is often acted as an unpleasant noise in some places, thus necessitating a paging signal by a vibration motor.

In this paper, a simpler type of a vibration motor, a coreless permanent magnet(PM) DC motor, is considered to substitute for the conventional vibration motors. Using an analytical method, electromagnetic field and operating torque were calculated for the given inner and outer PM type motors, and the results were confirmed by FEM analysis. As design parameters, number of PM poles, PM radial thickness, coil arc angle and number of winding stacks were chosen for sensitivity analysis. It shows that coil arc angle is the most important design parameter to increase the motor performance, without giving an adverse effect on motor weight, size and manufacturing cost.

Based on the analysis of the outer PM type motor, an outer square PM type motor is proposed as the final design. Compared to the outer PM type, outer square type provides more flexibility to attach to the small size cellular phones. With the optimum design of square outer PM DC motor, it can successfully substitute the conventional types with less expensive manufacturing cost, better performance and smaller necessary space.

Key Words : Vibration Motor(진동 모터), Electro-Magnetic Field Analysis(전자기장 해석), Coreless Permanent Magnet DC Motor(무철심 영구자석 직류 모터), Flux linkage(자속 쇄교량), BEMF(역기전력) Zero-cogging torque(무 코깅 토크)

1. 서론

정보 통신 산업의 성장과 전기 전자 공학의 발달은 휴대폰(cellular phone)과 무선 호출기(pager) 등으로 대표되는 개인 통신 기기의 대중화를 가능하게 했다. 개인 통신 기기의 저변 확산에 따라 휴대폰을 목적으로 하는 개인 통신 기기가 만족시켜야 하

는 요건 중 가장 크게 대두되고 있는 것이 경량화와 소형화이며, 이것은 통신 기기의 가격과 선호도의 척도가 되고 있다. 통신 기기의 소형 경량화는 부품의 소형, 경량화를 의미하는데, 부품들 중 기계적 구조를 가지는 것들(버저, 리시버, 진동 모터)은 구조적 이유로 인해 소형, 경량화에 큰 장애 요인이다. 특히, 진동 모터는 기계적 진동 발생 구조상 소형화와 경량화에 가장 큰 어려움을 지니는 부품이

* 정회원, 부산대학교 기계공학부 및 기계기술 연구소

** 혜성산업(주) 부설 연구소

며, 현재까지 진동 모터의 국산화가 되지 않아 대부분 수입이나 기술을 도입하여 제조하고 있다. 그러므로, 기존의 진동 모터들이 안고 있는 문제점을 해결할 수 있는 새로운 형태의 진동 모터의 개발이 필요한 시점이다.

본 논문에서는 기존 상용 진동 모터와는 다른 구조를 가지는 진동 모터로 무철심 영구자석 직류 모터(coreless PM DC motor)를 제시하고자 한다.

2. 본론

2.1 진동 발생 원리 및 설계 목표

현재 상용화되어 있는 진동 모터들은 전자기 회로의 구조에는 차이가 있으나, 진동 발생 원리는 Fig. 1과 같은 편심 회전자의 회전 불평형을 이용한다는 점에서 동일하다. 편심 회전자의 회전에 의해 발생하는 가진력의 크기는 식 (2.1)과 같다.

$$F = me\omega^2 \quad (2.1)$$

여기서 m 은 편심 질량, e 는 편심 거리, ω 는 회전 각속도이다.

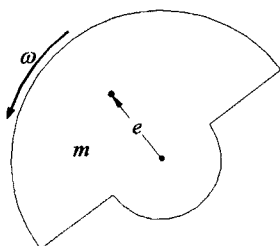


Fig. 1 Unbalanced rotor

진동 모터의 편심에 의한 가진력은 m, e, ω 의 함수이며, 특히 ω 의 자승에 비례하므로, 회전 각속도는 가진력에 가장 큰 영향을 주는 인자임을 식 (2.1)을 통해 알 수 있다. 모터의 회전 각속도는 식 (2.2)의 토크 방정식에서 결정된다.

$$T = J \frac{d\omega}{dt} + (D + G)\omega + T_f \quad (2.2)$$

여기서, T 는 구동 토크, J 는 관성 질량, D 는 점성 마찰 계수, G 는 gyroscopic 계수, T_f 는 마찰 토크를 나타낸다. 각속도가 일정한 정상 상태에 대해 식 (2.2)는 식 (2.3)과 같이 표현된다.

$$\omega_{constant} = \frac{T - T_f}{D + G} \quad (2.3)$$

구동 토크 T 는 식 (2.4)와 같이 나타낼 수 있다.

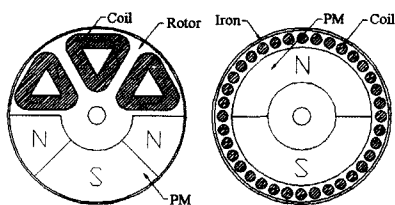
$$T = K_t \cdot i \quad (2.4)$$

여기서 K_t 는 토크 상수이고 i 는 입력 전류를 나타낸다. 토크 상수 K_t 는 전자기 회로의 설계에 의해 결정되는 상수이며, 효과적인 전자기 회로 설계를 통해 토크 상수를 증가시키는 것이 회전 속도를 증가시켜 진동량을 증가시키는 것임을 식 (2.3)과 식 (2.4)를 통해 알 수 있다. 따라서, 진동 모터 설계 목표는 크게 두 가지로 나누어진다. 첫째, 전자기 회로 해석을 통해 구동 토크에 영향을 주는 설계 변수를 규명하고, 설계 변수의 민감도 해석을 통해 구동 토크를 증가시켜 고속 회전이 가능하게 설계하는 성능적인 면과 둘째, 생산성이 높고 기존의 것보다 소형화가 용이하도록 설계하는 구조적인 측면으로 나누어진다.

2.2 기존의 상용 진동 모터와의 차이

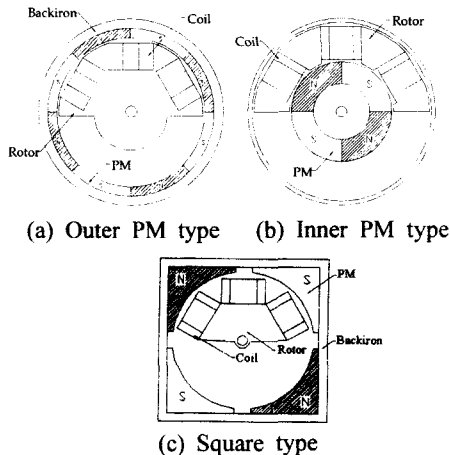
일반적인 영구자석 직류 모터는 크게 영구자석, 고정자, 코일의 3가지 부분으로 이루어져 있다. 철로 된 고정자가 있는 모터의 경우는 영구자석에서 나온 자속이 철심 쪽으로 집중되어 공극에서의 자속 밀도 분포가 높고 구동 토크가 크다. 그러나, 철심형은 코깅 토크(cogging torque)가 필연적으로 존재하게 된다. 이러한 코깅 토크가 모터 내의 진동원으로 작용하는 것은 기지의 사실이나, 코깅 토크는 소음원으로 작용하며 모터 기동을 저해하는 요인이다. 따라서, 진동 모터와 같이 저전압 저전류하에서 작동하는 모터의 경우에는 코깅 토크는 반드시 저감되어야 한다. 다양한 코깅 토크 저감 기술을 이용하여 코깅 토크를 충분히 저감시킨다 하더라도 철심형은 무철심형에 비해 구조가 복잡하고 제작의 난점과 모터 중량의 증가를 야기한다는 문제점을 수반한다. 또한, 고속 회전에 의한 회전 불평형을 가진력으로 사용하는 진동 모터 동작 특성을 고려할 때, 상대적으로 인덕턴스(inductance)의 영향이 작은 무철심형은 고속 회전에 용이하다는 장점을 지닌다. 따라서, 본 논문에서는 저전압 저전류에서도 기동이 용이하고 소음 저감 및 소형 경량화가

가능한 무철심형 모터를 이용한 진동 모터를 제시한다. 현재 상용화된 진동 모터는 코인형(coin type)과 실린더형(cylinder type)으로 크게 두 가지 형태로 구분된다. Fig. 2 (a)는 코인형의 단면을 개략적으로 나타낸 것이며, 축방향의 공극(axial gap)을 사용하고, 회전자에 코일이 심겨져 있어서 내부 회전자에 편심 질량의 역할을 동시에 하는 형태이다. Fig. 2 (b)는 실린더형의 단면을 개략적으로 나타내며 코인형과는 달리 반경 방향의 공극(radial gap)을 사용하고, 모터 외부에 별도의 편심 회전자가 부착되어 있는 형태이다.



(a) Coin type (b) Cylinder type
Fig. 2 Schematics of the conventional vibration motors

본 논문에서 제시한 무철심 영구자석 직류 모터는 영구자석의 형상에 따라 극호 영구자석형과 외각 내원 영구자석형으로 구분되며, 극호 영구자석형은 다시 외부 영구자석형, 내부 영구자석형으로 구분된다. Fig. 3의 (a), (b), (c)는 각각 본 논문에서 제시한 3가지 형태의 무철심 영구자석 직류 모터의 단면을 개략적으로 나타낸다.



(a) Outer PM type (b) Inner PM type (c) Square type
Fig. 3 Schematics of the coreless PM DC motors

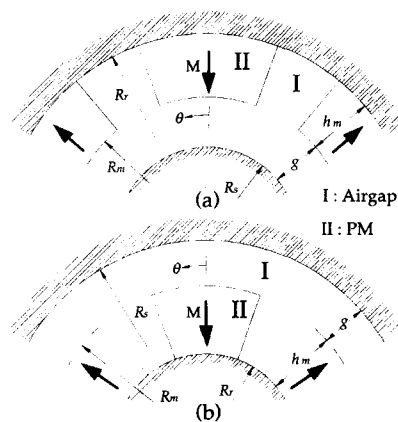
무철심 영구자석 직류 모터는 무철심형이라는 점과, 편심 질량에 의한 회전 불평형력을 가진 원으로 한다는 점에서는 기존의 진동 모터와 동일하다. 그러나, 반경 방향의 공극을 사용한다는 점에서 코인형과는 다르며, 모터 내부에 있는 회전자가 편심 질량의 역할을 한다는 점에서 실린더형과는 구별된다. 논문에서 제시한 모터들의 코일 권선 방식은 코인형과 유사한 집중 권선식이다. 그러나, 코인형은 회전자에 코일이 플라스틱 사출에 의해 심겨져 있는 형태이고, 실린더형은 honey comb 혹은 rhombic winding과 같은 권선 방식을 사용하므로 본 논문에서 제시한 모터의 권선 방식과 기존의 진동 모터와는 차이가 있다. 기존의 진동 모터의 경우 모두 권선에 드는 비용이 크며, 시간이 많이 소요된다. 그러나, 본 논문에서 제시한 형태는 복잡한 권선 방식이나 플라스틱 사출이 필요치 않으므로 권선 비용과 시간을 절감할 수 있다는 장점이 있다.

3. 무철심 영구자석 직류 모터의 전자기장 해석

3.1 영구자석 영역의 자기장 해석

무철심 영구자석 직류 모터의 경우는 영구자석에 의한 자속 밀도 분포와 코일에 의한 영향만을 고려하면 관심의 대상인 구동 토크를 구할 수 있다.

공극에서의 자속 밀도 분포는 Fig. 4와 같은 구조를 가지는 모터에 대해 Zhu^[1]가 제시한 방법을 사용하여 구할 수 있으며, 외부 영구자석형과 내부 영구자석형에 대해 각각 식 (3.1)과 식 (3.2)와 같다.



(a) Outer PM type (b) Inner PM type
Fig. 4 PM region topologies

$$B_{rl}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-\mu_0 M_n)}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} \cdot \left\{ \frac{(np-1) \left(\frac{R_m}{R_r}\right)^{2np} + 2 \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{np-1} - (np+1)}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_s}{R_r}\right)^{2np}\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_s}{R_m}\right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^{2np}\right]} \right\} \cdot \left[\left(\frac{r}{R_m}\right)^{np-1} + \left(\frac{R_s}{R_m}\right)^{np-1} \left(\frac{R_s}{r}\right)^{np+1} \right] \cos np\theta \quad (3.1)$$

$$B_{rl}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(\mu_0 M_n)}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} \cdot \left\{ \frac{(np-1) + 2 \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{np+1} - (np+1) \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^{2np}\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}\right]} \right\} \cdot \left[\left(\frac{r}{R_s}\right)^{np-1} + \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{np+1} \left(\frac{R_m}{r}\right)^{np+1} \right] \cos np\theta \quad (3.2)$$

$$M_n = 2(B_r/\mu_0)\alpha_p \frac{\sin \frac{n\pi\alpha_p}{2}}{\frac{n\pi\alpha_p}{2}}, \quad \alpha_p = \frac{\text{pole} \cdot \text{arc}}{\text{pole} \cdot \text{pitch}}$$

여기서, p 는 영구자석의 pole-pair, B_r 은 영구자석의 잔류자속 밀도, μ_0 는 공기의 자기 투자율, μ_r 은 영구자석의 자기 투자율을 나타낸다.

3.2 코일 영역의 전자기장 해석

코일 영역의 자기장 해석을 위해 코일의 기하학적 형상을 결정하는 변수들을 Fig. 5와 같이 설정하였다.

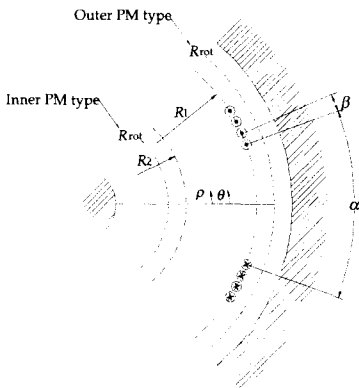


Fig. 5 Coil region topology

여기서 $R_1 - R_2$ 는 코일의 반경 방향 길이, R_{rot} 는 토크 반경, θ 는 코일의 위치각 α 는 코일의 극호각 β 는 코일의 누적각을 나타낸다.

코일에 쇄교하는 총 자속량을 자속 쇄교량(flux linkage)이라고하며 식(3.3)과 같이 정의된다.

$$\lambda = N\Phi(r, \theta) = N \sum_{k=0}^{L-1} \int_{R_1}^{R_2} \int_{-\alpha/2 - k\beta}^{\alpha/2 + k\beta} B_r(r, \theta + \rho) r d\rho dr \quad (3.3)$$

여기서 N 은 적층당 권선수, Φ 는 총 자속량, L 은 코일의 총 적층 개수이다. 이상적인 정류 작용이 이루어진다고 가정하면 식 (3.4)를 통해 구동 토크를 구할 수 있다.

$$T \cdot \omega = e_L \cdot i \quad (3.4)$$

역기전력 e_L 은 자속 쇄교량의 시간 변화율로 정의되며 식 (3.5)와 같이 표현된다.

$$e_L = \frac{d\lambda}{dt} = \frac{d(N\Phi(\theta))}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = \frac{d(N\Phi(\theta))}{d\theta} \cdot \omega \quad (3.5)$$

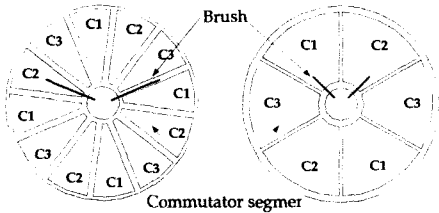
식 (3.4)와 식 (3.5)로부터 외부 영구자석형과 내부 영구자석형에 대해서 구동 토크는 각각 식 (3.6)과 식 (3.7)과 같이 표현된다.

$$T = N \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-\mu_0 M_n)}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} \cdot \left\{ \frac{(np-1) \left(\frac{R_m}{R_r}\right)^{2np} + 2 \left(\frac{R_m}{R_r}\right)^{np-1} - (np+1)}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_s}{R_r}\right)^{2np}\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_s}{R_m}\right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^{2np}\right]} \right\} \cdot \left[\frac{R_s^{np+1}}{np-1} \left(\frac{R_s}{R_m}\right)^{np-1} (R_2^{-np+1} - R_1^{-np+1}) + \frac{1}{np+1} \frac{(R_1^{np+1} - R_2^{np+1})}{R_m^{np-1}} \right] \cdot \left[\cos np\left(\theta + \frac{\alpha}{2} + k\beta\right) - \cos np\left(\theta - \frac{\alpha}{2} - k\beta\right) \right] \cdot i \quad (3.6)$$

$$T = N \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(\mu_0 M_n)}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} \cdot \left\{ \frac{(np-1) + 2 \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{np+1} - (np+1) \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^{2np}\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}\right]} \right\} \cdot \left[\frac{R_m^{np+1}}{np-1} (R_2^{-np+1} - R_1^{-np+1}) + \frac{1}{np+1} \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{np-1} \frac{(R_1^{np+1} - R_2^{np+1})}{R_s^{np-1}} \right] \cdot \left[\cos np\left(\theta + \frac{\alpha}{2} + k\beta\right) - \cos np\left(\theta - \frac{\alpha}{2} - k\beta\right) \right] \cdot i \quad (3.7)$$

3.3 코일 권선 및 정류

외부 영구자석형과 내부 영구자석형의 두 경우 모두 WYE 권선 방법을 사용하였으며, 이 방법에 의해 권선된 코일은 2개의 코일이 동시에 반대의 극성을 가지면서 자화되는 구조를 가진다. Fig. 6은 정류자와 브러시의 형태를 나타내며, 외부 영구자석형은 8극의 영구자석과 60° 간격으로 배치된 3개의 코일(Coil1, Coil2, Coil3)을 사용하고, 정류를 위해 12-조각의 정류자와 중심각이 135° 인 브러시를 사용하여 15° 마다 정류하는 형태이다. 내부 영구자석형은 4극의 영구자석과 60° 간격으로 배치된 3개의 코일(Coil1, Coil2, Coil3)을 사용하며, 6-조각의 정류자와 중심각이 90° 인 브러시를 사용하여 30° 마다 정류하는 형태를 취하고 있다. 각 경우에 대해 회전각에 따른 정류 과정을 Table 1(90° 동안)과 Table 2(180° 동안)에 나타내었다.



(a) Outer PM type (b) Inner PM type
Fig. 6 Brushes and commutators

Table 1 Firing sequence of outer PM type

Rotation angle	Commutator			Coil		
	C1	C2	C3	Coil1	Coil2	Coil3
15°	+	-	·	N	S	·
30°	+	·	-	N	·	S
45°	·	+	-	·	N	S
60°	-	+	·	S	N	·
75°	-	·	+	S	·	N
90°	·	-	+	·	S	N

Table 2 Firing sequence of inner PM type

Rotation angle	Commutator			Coil		
	C1	C2	C3	Coil1	Coil2	Coil3
30°	+	-	·	N	S	·
60°	+	·	-	N	·	S
90°	·	+	-	·	N	S
120°	-	+	·	S	N	·
150°	-	·	+	S	·	N
180°	·	-	+	·	S	N

3.4 전자기장의 해석 결과

이론적인 전자기장 해석 결과와 유한요소해석에 의한 결과를 비교함으로써 이론적 해석의 타당성을 검증하고 주요 설계 변수를 규명하였다. 해석의 기준이 되는 시작기(prototype)를 설정하였으며, 주요 설계 사양은 Table 3과 Table 4와 같다.

Table 3 Parameters of prototype outer PM type

Airgap length	5.1mm
Inner radius of stator	0.5mm
Magnet radial thickness	0.7mm
Coil width	18.8°
Coil length	2.1mm
Number of turn per coil	300
Pole-pair	4
Remanent flux density of PM	1.2T
Pole-arc/pole-pitch ratio	1
Relative permeability of PM	1.256

Table 4 Parameters of prototype inner PM type

Airgap length	2.7mm
Inner radius of stator	2.25mm
Magnet radial thickness	1.75m
Coil width	34.5°
Coil length	2.16m
Number of turn per coil	300
Pole-pair	2
Remanent flux density of PM	1.2T
Pole-arc/pole-pitch ratio	1
Relative permeability of PM	1.256

Fig. 7과 Fig. 8은 각각 외부 영구자석형과 내부 영구자석형에서 $r=R_{rot}$ 에서의 자속 밀도 분포를 나타낸다. Fig. 9와 Fig. 10은 이상적인 정류 작용에 의해 1개의 코일에 의해 발생하는 토크를 나타내고 있으며, 내부 영구자석형이 외부 영구자석형에 비해 토크가 30% 정도 큼을 알 수 있다. Fig. 11은 3상 전류 입력에 대해 외부 영구자석형과 내부 영구자석형을 비교하여 나타낸 것으로, 내부 영구자석형이 평균 토크면에서 25%정도 큼을 알 수 있는데, 이것은 정류각의 차이에 의한 것이며, 3상 전류 입력시 평균 토크면에서 내부 영구자석형이 우수함을 알 수 있다.

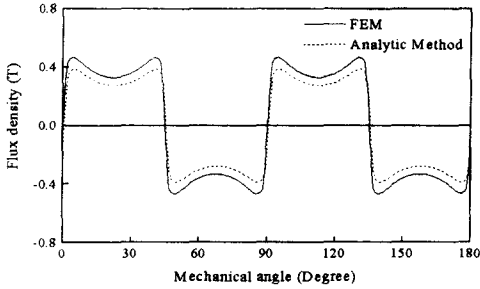


Fig. 7 Flux density distribution of outer PM type

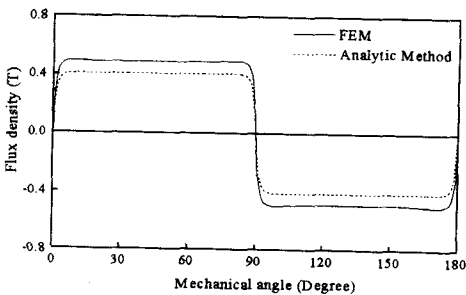


Fig. 8 Flux density distribution of inner PM type

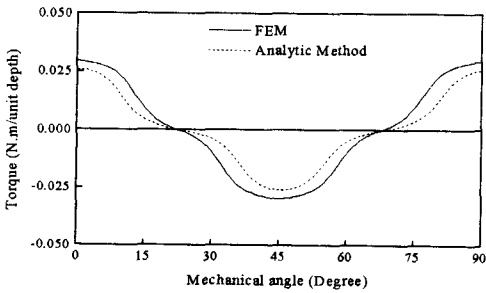


Fig. 9 One-coil energized torque of outer PM type

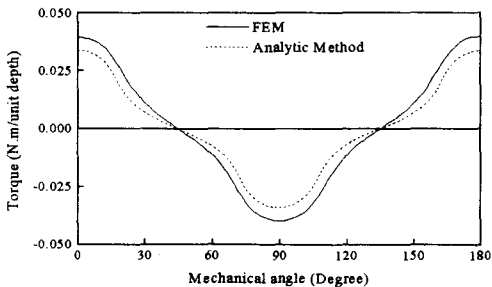


Fig. 10 One-coil energized torque of inner PM type

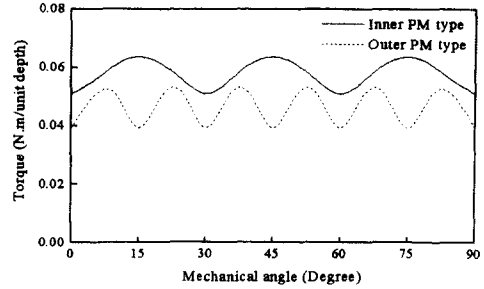


Fig. 11 Three-phase energized torque

외부 영구자석형과 내부 영구자석형에 대해서 이론적 해석과 유한요소해석의 결과를 비교해 보면, 두 결과가 같은 경향을 보이고 있으나 항상 유한요소해석 결과가 이론적 해석 결과보다 큰 값을 가짐을 알 수 있는데, 이 같은 결과는 해석 대상 모터의 큰 공극에 의해 초래된 것이다.

이론적인 해석 방법에 의한 결과와 유한요소법에 의한 해석 결과가 서로 같은 경향을 가지므로, 실제 설계에 있어서 바람직한 설계의 방향을 제시하는데 유용한 설계 도구로 사용될 수 있음을 알 수 있다.

4. 외부 영구자석형의 설계 변수 민감도 해석

두 가지의 시작기 중에서 내부 영구자석형이 구동 토크에서는 우수함을 알 수 있지만 회전축과 편심 질량의 부착 문제로 인해 실제 제작에는 여러 가지 어려움이 뒤따른다. 따라서, 본 논문에서는 상대적으로 제작이 간단한 외부 영구자석형에 대해서 이론적인 해석을 수행하여 설계 변수들이 구동 토크에 미치는 영향을 규명하고 효율적인 자기 회로 설계를 위한 방향을 제시한다.

주요 설계 변수로는 영구자석의 극수와 영구자석의 반경 방향 두께, 코일의 형상을 들 수 있으며, 기하학적 제약 조건하에서 각각의 설계 변수의 변화에 따른 구동 토크의 변화를 통해 설계 변수의 민감도 해석을 시행하였다.

4.1 영구자석의 극수 변경

시작기와의 비교를 위해 다른 모든 설계 변수들은 고정시키고 영구자석의 극수가 4극인 경우에 대해 구동 토크를 비교하였다.

Fig. 12를 통해 3상 전류 입력에 의한 토크를 비교하였을 때 시작기의 경우가 평균 토크 측면에서 4극의 영구자석을 사용하는 경우보다 50%가량 큼을 알 수 있다. 영구자석의 극수 증가와 이에 따른 정류 과정의 선정을 통해 구동 토크를 증가시키는 것이 가능하다.

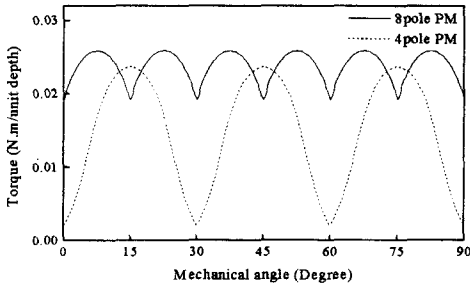


Fig. 12 Three-phase energized torque

4.2 영구자석 반경 방향 두께 변경

영구자석의 반경 방향의 두께를 증가시키는 것은 반경 방향의 자속 밀도를 증가시키게 되어 가용 자속량의 증가를 가져온다.

영구자석의 반경 방향의 두께가 증가함에 따라 1개의 코일에 의한 구동 토크가 증가함을 Fig. 13을 통해 확인할 수 있다.

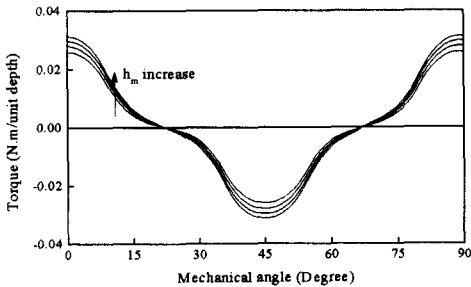


Fig. 13 One-coil energized torque with PM radial modification

극수를 증가시키고 영구자석의 반경 방향의 두께를 증가시키는 것이 구동 토크를 증가시키는 방법이지만 많은 극수의 영구자석의 사용은 부착의 난점과 비용의 상승을 초래하게 되며, 반경 방향의 두께를 증가시키는 것도 크기와 무게 및 비용을 증가시키는 악영향을 수반한다. 따라서, 영구자

석은 실제 제작에서는 쉽게 변경이 가능한 설계 변수가 아님을 알 수 있다.

4.3 코일의 형상 변경

코일의 형상은 크게 두 가지 방향에서 변경이 가능하다. 전체 권선수는 동일하다는 조건하에, 코일의 반경 방향 길이를 일정하게 유지하면서 코일의 극호각을 변경시키는 방법과 코일의 극호각은 일정하게 유지하면서 코일의 반경 방향 길이를 변경시키는 방법이다.

Fig. 14는 코일의 극호각 α 가 변화함에 따라 1개의 코일에 의해 발생하는 토크를 나타내고 있으며, 코일의 극호각이 증가함에 따라 최대 토크의 증가와 더불어 토크 파형의 분포가 넓어지는 것을 알 수 있다. 그러나 극호각의 증가에 따른 최대 토크의 감소도 관찰되며 특히 극호각이 58.8° 인 경우는 오히려 구동 토크의 감소를 가져옴을 알 수 있다. 이것은 Fig. 15의 코일 극호각의 변화에 따른 최대 토크 값의 변화를 통해 확인이 가능한데, 극호각이 영구자석의 극호각에 접근할수록 최대 토크 증가 경향이 둔화되고 코일 극호각이 영구자석의 극호각 이상인 경우에는 오히려 구동 토크가 감소하는 것을 알 수 있다. 즉 코일 극호각의 한계는 영구자석의 극호각임을 의미한다.

Fig. 16은 코일의 극호각을 고정하고 코일의 반경 방향의 길이를 변경시킨 경우에 대해 1개의 코일에 의해 발생하는 토크이며, 코일을 영구자석쪽으로 짧고 극호각이 넓게 감는 것이 구동 토크의 최대치를 증가시키는 방법임을 Fig. 17을 통해 확인할 수 있다.

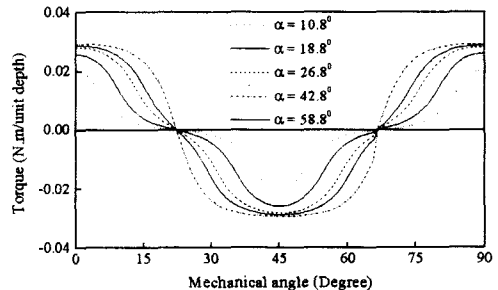


Fig. 14 Torque waveform with coil arc angle modification

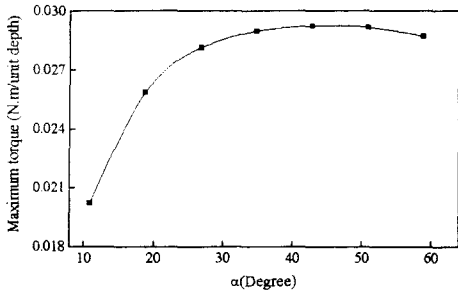


Fig. 15 Maximum torque with coil arc length modification

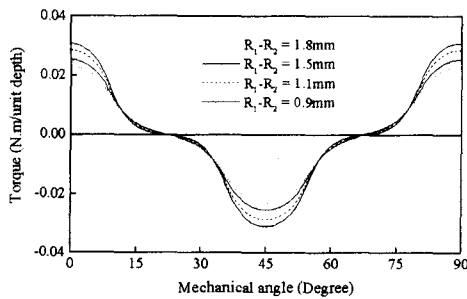


Fig. 16 One coil energized torque with coil radial length modification

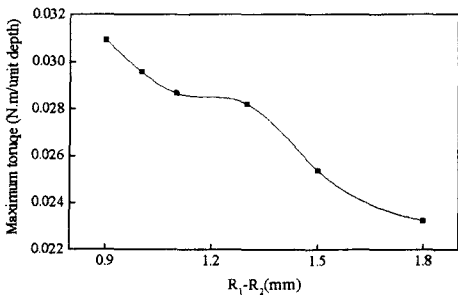


Fig. 17 Maximum torque with coil radial length modification

영구자석의 극수를 늘리는 것과 두께의 증가는 공극 내의 자기 에너지, 즉 자속 밀도를 높이기 위한 방법이며, 코일의 형상 변화는 정해진 자속 밀도 분포에서 자속 쇄교량을 증가시키는 방법이다. 두 경우 모두 구동 토크의 증가를 가져옴을 확인할 수 있었지만, 영구자석은 크기, 무게 비용과 제작의 문제와 직결되므로 쉽게 변경할 수 있는 성질의 설계 변수는 아니며, 설계 있어서 가장 중요하고 효과적인 설계 변수는 코일의 형상이다. 이론적 해석식을 통해 알 수 있듯이 코일의 입장

에서 구동 토크에 영향을 주는 요소는 권선수와 극호각, 반경 방향 길이이다. 권선수를 증가시키고, 극호각을 영구자석 극호각 이내에서 늘리면서 코일을 짧게 감는 것이 효율적이다. 특히 코일의 극호각을 증가시키는 것은 가장 효과적으로 평균 토크를 증가시키는 방법임을 이론적 해석을 통해 확인할 수 있다. 아울러, 구동 토크가 각각의 코일에 의해 발생하는 토크의 합으로 정의됨과 엄밀한 의미에서 극호각의 의미가 '1회의 적층을 가지는 코일의 중심각'임을 고려할 때, 가장 내측 코일의 극호각을 최대한 작게 하고 적층수를 늘려서 각각의 코일에 의해 발생하는 토크의 총합을 증가시켜 구동 토크를 증가시키는 것도 가능하다. 그러나 이러한 형태의 코일 형상은 축 방향(z-방향)의 두께 제약에 의해 한계를 가지게 됨을 직관적으로 알 수 있다.

5. 외각 내원 영구자석형

설계 변수 민감도 해석을 통해 영구자석의 크기(반경 방향의 두께)를 증가시키고, 코일은 영구자석 가까이 짧고 극호각을 넓게 권선하는 것이 구동 토크 증가시키는 방법임을 알 수 있었다. 외부 영구자석형의 설계 변수 민감도 해석을 바탕으로 진동 모터의 최종 형태로 Fig. 3 (c)와 같은 외각 내원 영구자석형을 제시한다. 외각 내원 영구자석형의 특징상 영구자석의 반경 방향의 두께가 크고, 영구자석 형상으로 인해 모터의 외각 형상이 사각 단면을 가지게 되므로 소형화가 가능하며 통신기기 부착에 있어서 공간 활용도를 높일 수 있는 장점을 제공한다. Fig. 18은 외각 내원 영구자석형 시작기의 성능 실험을 통해 얻은 회전 속도 선도이며, Fig 19는 시작기의 실물 사진이다.

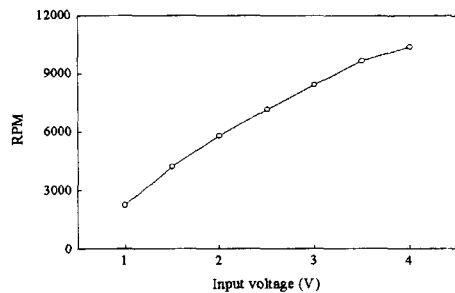


Fig. 18 Measured RPM

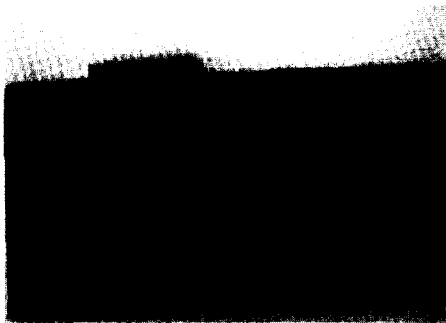


Fig. 19 Photograph of prototype square type

6. 결론

본 논문에서는 무철심 영구자석 직류 모터를 새로운 진동 모터의 형태로 제시하였으며, 주어진 모터의 전자기장을 이론적으로 해석하고 유한요소법으로 검증하여 설계 변수들을 규명하였다. 이론적 방법을 이용하여 설계 변수의 민감도 해석을 하였으며, 구동 토크의 관점에서 성능 향상 방향을 제시하였다. 구동 토크에 가장 큰 영향을 주는 설계 변수는 코일의 기하학적 형상 즉, 코일의 극호각과 길이이다. 이러한 민감도 해석 결과를 바탕으로 소형 경량화와 고속 회전에 유리한 외각 내원 영구자석형 진동 모터를 개발하였다.

후기

현재 외각 내원 영구자석형 진동 모터는 특허 출원 중이며, 1999년 1/4분기 KT 마크를 획득하였으며, 현재 양산을 위한 준비 단계에 있다.

참고문헌

1. Z. Q. Zhu, "Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet DC Motors Part I : Open-Circuit Field," IEEE Trans. Magnetics. Vol. 29, No. 1, pp. 124-135, Jan., 1993.
2. Z. Q. Zhu, "Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet DC Motors Part II : Armature-Reaction Field," IEEE Trans. Magnetics. Vol. 29, No. 1, pp. 136-142, Jan., 1993.

3. K. R. Davey, "Design with Null Flux Coils," IEEE Trans. Magnetics. Vol. 33, No. 5, pp. 432-439, Sep., 1993.
4. M. Jufer, "Brushless DC Motors Gap Permeance and PM-MMF Distribution Analysis," Proceeding IMCSD, pp. 21~25, 1987.
5. J. D. L. Ree and N. Boules, "Torque Production in Permanent Magnet Synchronous Motors," IEEE Trans. Industrial Application., Vol. 25, No. 1, pp. 107~112, Jan./Feb. 1989.
6. J. R. Hendershot Jr. and T. J. E. Miller, Design of Brushless Permanent-Magnet Motors, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, 1994.
7. B. Hague, Electromagnetic Problems in Electrical Engineering, Oxford University Press, 1929.
8. D. C. Hanselman, Brushless Permanent-Magnet Motor Design, McGraw-Hill Inc., 1994.
9. E. M. Purcell, Electricity and Magnetism, McGraw-Hill Inc., 1994.
10. R. H. Engelmann and W. H. Middendorf, Handbook of Electric Motors, Marcel Dekker Inc., 1995.
11. J. F. Gieras and Mitchell Wing, Permanent Magnet Motor Technology, Marcel Dekker Inc., 1997.
12. W. H. Hart, Jr., Engineering Electromagnetics, McGraw-Hill Inc., 1981.