

# 브러시리스 DC 모터의 코깅토포크 저감에 관한 연구

## A Study on the Low Cogging Torque of Brushless DC Motor

任 達 鎬\* · 金 生 洙\*\*

(Dal-Ho Im · Saeng-Soo Kim)

### 요 약

본 연구에서는 돌극형 브러시리스 직류모터설계시 문제가 되는 코깅 토포크의 저감을 위하여 돌극 표면에 보조슬롯을 배치하는 설계방법을 제시하였다. 또한 본 연구의 설계방법에 따라 제작된 시작기에 대하여 유한요소법을 적용 코깅토포크를 정량적으로 분석하였고 실측치를 통하여 계산치와 비교함으로써 본 연구에서 제시한 설계방법의 타당성을 입증하였다.

**Abstract**-In this study new design method with auxiliary slot on salient pole is proposed for the reduction of cogging torque which is the problem of core type DC Brushless motor. And FEM (Finite element method) is adapted in trial motor which is designed by the method proposed in this paper, and learn the quantative characteristics of cogging torque. Comparing results of analysis with measurement it is proved that the proposed design has a propriety.

### 1. 서 론

최근들어 브러시리스 직류모터가 설계상의 경제성 및 제어회로의 정밀도 향상으로 인하여 소형제어계에 많이 이용되고 있으며 또한 브러시리스 직류모터의 토포크특성을 개선시키기위한 연구도 활발히 진행되고 있다. 특히 정밀제어계에 이용되기위해서는 토포크맥동으로 인한 회전속도변동을 극소화시키는 것이 요구되는데, 토포크맥동을 일으키는 요인중 코깅토포크는 외부제어장치로써 제어가 곤란하므로 모터설계시 반드시 고려되어야할 사항이다. 그동안 코깅토포크를 줄이는 방법으로 영구자석의 착자조건을 최적화하거나 혹은 자극의 스

큐 및 돌극양상을 동간제하는 방법이 사용되어 왔다.<sup>1, 2, 3, 7)</sup>

본 연구에서는 돌극형 브러시리스 직류모터의 설계시 코깅토포크를 효과적으로 저감시키기 위한 노력으로써, 코깅토포크형성에 대한 특성식을 도출하여 이를 토대로 돌극표면에 보조슬롯을 설치하는 방법을 제시하였다. 또한 본 연구의 설계방법에 따라 설계, 제작된 시작기에 대하여 유한요소법을 적용 코깅토포크의 저감을 정량적으로 분석하고 이를 실측치와 비교함으로써 설계방법의 타당성 및 계산의 정밀도를 알아보았다.

### 2. 코깅토포크의 해석

코깅토포크는 마그네틱과 전기자철심의 상대위치가 변화함에 따라 공극에 축적된 자기에너지의 차에 의해 발생하는 반작용맥동분에 해당한다. 즉 자기에너지가 기계에너지로 변환될 때 전 공극에 축적

\*正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 教授 · 工博  
\*\*正 會 員 : 漢陽大 大學院 電氣工學科 博士課程  
接授日字 : 1988年 4月 27日  
1次修正 : 1988年 6月 15日

된 자기에너지  $E(\theta)$ 가 작게되는 방향으로 토크가 발생한다. 이러한 코깅토크를 식으로 나타내면 자기에너지  $E(\theta)$ 와 코깅토크  $T_c(\theta)$  사이에는 다음식이 성립한다.

$$T_c(\theta) = - \frac{\partial E(\theta)}{\partial \theta} \quad (1)$$

이러한 코깅토크는 일반적으로 발생원인이 되는 제자기자력 및 공극퍼미안스에 대하여 다음과 같은 가정<sup>1),2),3)</sup>을 통하여 푸리에급수 전개하여 구할 수 있다.

- 1) 마그네트의 자화곡은 우수이며 N극과 S극이 대칭적으로 자화되어 있다.
- 2) 전기자 철심은 고부자율재료이며 자기포화가 없다. 또한 코일슬롯은 등간격이며 폭은 작지 않다.
- 3) 공극폭은 작지 않으며 자기에너지  $E(\theta)$ 의 변동분은 공극에 축적된 자기에너지  $E_g$ 의 변동분과 같다.

$$\text{즉 } T_c(\theta) = - \frac{\partial E_g(\theta)}{\partial \theta} \quad (2)$$

위와같은 가정하에서 그림 1의 12극극 8 마그네트 브리시레스 직류모터에 대하여 마그네트의 자화특성이 2 사각파치를 기본주기로 하는 그림 2의 형상이라고 하면 자화함수는 다음과 같이 푸리에급수 전개된다.<sup>1),4)</sup>

$$H_i(\varphi) = \sum_{n=1}^{\infty} a_{(2n+1)P/2} \sin(2n+1)(P/2)\varphi \quad (3)$$

$$\text{여기서 } a_{(2n+1)P/2} = \left( \frac{4}{\pi} H_0 \right) \frac{\sin(2n+1)q}{q(2n+1)^2} \quad (4)$$

$$q = \left( \frac{1}{2} - r/360 \right) \pi \quad (5)$$

이다.

또한 그림 3에서  $P_\phi$ 와  $Q_\phi$  사이의 퍼미안스값을 퍼미안스함수로 정의하고<sup>1),5),6)</sup>  $W(\varphi)$ 로 나타낸다.

그림(4)에서 임의의 점  $P_\phi$ 에서의 자화함수는  $H_i(\varphi)$ , 퍼미안스 함수는  $W(\varphi-\theta)$ , 체적함수는  $V(\varphi-\theta)$ 로 나타나게 된다. 점  $Q_\phi$ 에서의 퍼미안스함수  $W(\varphi-\theta)$ 와 마그네트의 자화함수  $H_i(\varphi)$ 가 서로 독립이고 미소각도  $d\varphi$ 의 유효공극내의 자속밀도가 일정하다면 공극내의 자속 밀도와 자기에너지는 다음식

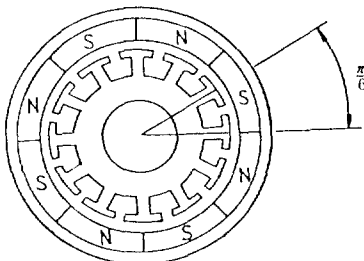


그림 1 코깅토크 해석모델

Fig. 1 Model for analysis of cogging Torque

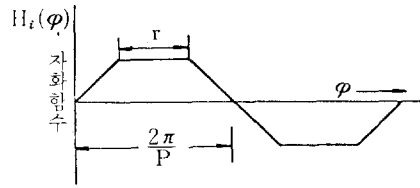


그림 2 자화함수의 형상

Fig. 2 Waveform of magnetic function

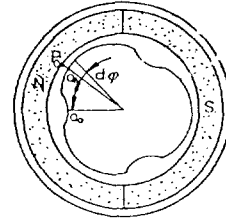


그림 3 퍼미안스함수 정의 모델

Fig. 3 Model for definition of permeance function

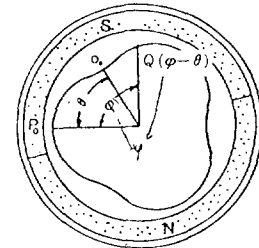


그림 4 공극의 자기에너지 설명모델

Fig. 4 Model for explanation of air gap magnetic energy

과 같이 된다.

$$B(\varphi, \theta) = H_i(\varphi) W(\varphi-\theta) \quad (6)$$

$$E_g(\theta) = \int_0^{2\pi} \left\{ \frac{H_i^2(\varphi)}{2\mu_0} \right\} \{ W^2(\varphi-\theta) \} V(\varphi-\theta) d\varphi \quad (7)$$

마그네트의 돌극형상에 대한 영향을 나누어 알아보기 위해 다음과 같이 제자함수와 전기자함수를 정의한다.<sup>1),2),6),8)</sup>

제자함수 : (7)식의 적분항에서 마그네트에 관계되는 항을  $F(\varphi) = \frac{1}{2\mu_0} H_i^2(\varphi)$ 로 나타내고 제자함수로 정의한다. 그림 2의 자화함수의 형상으로부터 삼각 제자함수는  $\frac{2\pi}{P}$ 를 기본주기로 하는 주기함수가 되며 이 함수를 푸리에급수 전개하면 다음과 같다.<sup>4)</sup>

$$F(\varphi) = \frac{X_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} X_{np} \sin(np\varphi + d_{np}) \quad (8)$$

$$\text{여기서 } X_0 = (B_0/\mu_0) (1-4q/3\pi) \quad (9)$$

$$X_{np} = \left( \frac{B_0 \sqrt{1 + (1/2nq)^2}}{\pi \mu_0 q n^2} \right) \times \cos\left(2nq + \tan^{-1} \frac{1}{2nq}\right) \quad (10)$$

전기자함수: (7) 식의 적분항에서 전기자 철심에 관계되는 항을  $A(\varphi) = W^2(\varphi) V(\varphi)$ 로 나타내고 전기자함수라고 정의한다. 전기자함수  $A(\varphi)$ 는  $\frac{2\pi}{S}$ 를 주기로 하는 주기함수가 되며 푸리에급수로 전개하면 다음식과 같이 된다.<sup>4)</sup>

$$A(\varphi) = Y_0/2 + \sum_{m=1}^{\infty} Y_{ms} \sin(ms\varphi + g_{ms}) \quad (11)$$

전기자함수의 파형은 코일슬롯의 폭과 돌극의 원형 관계 따라 다르나 S차성분을 기본주기로 고조파성분의 총화로 표현할 수 있다는 공통점이 있다.<sup>2), 6)</sup> 식 (8), (11)을 식 (7)에 대입하여 그결과를 식 (2)에 대입하면 다음식을 얻을 수 있다.

$$T_c(\theta) = -\frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^{2\pi} F(\varphi) A(\varphi - \theta) d\varphi \\ = \pi \sum_{l=1}^{\infty} (l G X_{lc} \cdot Y_{lc} \sin(l \cdot G \cdot \theta + d_{lc} + q_{lc})) \quad (12)$$

$$G = \text{최소공배수}(P, S) \quad (13)$$

식 (12), (13)에서 다음과 같은 사항을 알 수 있다. 즉 코깅토오크의 기본차수 G는 계자함수의 기본차수 P와 전기자함수의 기본차수 S의 최소공배수와 같다. 또한 코깅토오크의 각 성분 절대치는 계자함수에 대응하는 성분의 절대치  $X_{lc}$ 와 전기자함수에 대응하는 성분의 절대치  $Y_{lc}$  그리고 차수  $l \cdot G$ 의 곱  $l \cdot G \cdot X_{lc} \cdot Y_{lc}$ 에 비례한다.

### 3. 코깅토오크 저감을 위한 설계

#### 3.1 코깅토오크 저감방법의 제안

식 (12), (13)의 코깅토오크식으로부터 절대치  $X_{lc}$  또는  $Y_{lc}$ 를 적게함으로써 코깅토오크를 저감하는 방법을 생각해볼 수 있는데 이 경우 마그네트의 착자 조건을 최적화한다든지 또는 자극을 스큐하는 등의 방법에 의해 통상 이용되는 방법이나 그 감소효과는 미미하다.<sup>2), 3)</sup> 그러므로 본 연구에서는 보조슬롯을 등간격으로 설치하여 코깅토오크의 기본차수를 고차화하고 그 크기를 감소시킬 수 있는 새로운 설계방법을 제안한다. 이 경우 전기자함수의 기본차수는

$$S_t = KS \quad (14)$$

가 되고, 코깅토오크의 기본차수는

$$G_t = \text{최소공배수}(P, S) \quad (15)$$

가 된다. 이때

$Q = \text{최대공약수}(P, S)$   $R = \text{최대공약수}(P/Q, K)$ 로 놓으면 기본차수  $G$ 와  $G_t$ 의 관계는 다음식으로 된다.

$$G_t = \left(\frac{K}{R}\right)G \quad (16)$$

통상 계자함수의 고주파성분의 절대치는 그 차수의 2승에 반비례하고(식 (11) 참조), 전기자함수의 고주파성분의 절대치는 그 차수에 반비례한다. 따라서

$$X_{\alpha} = \frac{\alpha}{G^2}, X_{\alpha t} = \frac{\alpha}{G_t^2} \quad Y_{\beta} = \frac{\beta}{G}, Y_{\beta t} = \frac{\beta}{G_t} \quad (17)$$

여기서  $\alpha, \beta$ : 비례상수로 나타낼 수 있다.

그러므로 보조슬롯이 없는 경우의 코깅토오크의 기본성분의 절대치  $Z_c = G \cdot X_c \cdot Y_c$ 와 이상적인 보조슬롯을 설치했을 경우의 기본성분의 절대치  $Z_{ct} = G_t \cdot X_{ct} \cdot Y_{ct}$ 의 상대비는 다음과 같이 된다.

$$Z_{ct}/Z_c = \frac{R^2}{K^2} \quad (18)$$

따라서 K값을 적당히 골라  $R < K$ 가 되도록 보조슬롯을 설치하면 코깅토오크는 (16)식에 의해 고차화되고 그 절대값은 (18)식에 의해 줄어들어 전체적인 코깅토오크의 값이 감소된다.

#### 3.2 설계모델

본 연구에서 제안한 코깅토오크 저감방법을 적용하여 그림 1의 모델에서 그림 (5)와 같이 설계하였다. 본모델의 사양은 표 (1)에 나타내었으며 설계도면은 그림 6에 보였다.

보조슬롯과 코일슬롯폭이 거의 일치할 경우 자기적으로 비슷한 성질을 갖는다고 볼때 본모델에서 K값은 1, 2, 3, 4 중 한 값을 설정할 수 있다. 이 경우  $K = 3$ 일때 자극수와 슬롯수의 최소공배수 값이 가장 크므로 자극표면에 2개의 보조슬롯을 설치할때 코깅토오크 감소효과가 가장 크게 된다. 그림 5의 모델에서

$$K = 5$$

$$Q = \text{최대공약수}(8, 36) = 4$$

$$R = \text{최대공약수}(1, 3) = 1$$

$$Z_{ct}/Z_c = \frac{R^2}{K^2} = \frac{1}{25} \text{이다.}$$

### 4. 유한요소법에 의한 코깅토오크 해석

#### 4.1 지배방정식의 유도

식 (12), (13)에서는 코깅토오크의 발생차수 및 정적인 파악을 할 수 있으나 정량적인 파악에는 유용

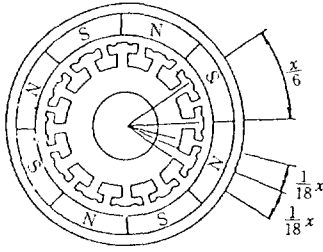


그림 5 등간격 보조슬롯 배치에 의해 설계된 모델  
 Fig. 5 New model which is designed by proposed design method

표 1 12마그네트, 9 슬롯 브러시리스 직류모터의 사양

Table 1 Catalog data of 9 magnet, 12 slot D.C brushless motor

No.	항 목	값	기 타
1	정격전압(V)	12	
2	정격회전수(rpm)	1800	
3	정격토크(g-cm)	192	
4	무부하회전수(rpm)	2800±200	
5	무부하전류(mA)	100 이하	
6	정격전류(mA)	300	
7	기동전류(A)	1.2 이하	정격전압에서 측정
8	기동시간(sec)	1.5 이하	표준 inertia를 부착 정상상태 도달시까지
9	외경(mm)	9.55	
10	내경(mm)	23.75	

하지 않다. 그러므로 본 연구에서는 정량적 분석을 하기 위하여 유한요소법을 도입 적용한다. 해석모델을 2차원적으로 해석하기 위해서 일반적인 가정을<sup>9), 10)</sup> 설정하고 영구자석이 그림 7과 같은 일반적인 감자곡선을 갖는다고 하면 본연구의 해석대상인 영구자석을 포함한 브러시리스 직류모터에서는 다음식을 얻을 수 있다.<sup>11), 12)</sup>

$$\nu(\mathbf{B}) = (\mathbf{H} + \mathbf{H}_c) \quad (\mathbf{H}_c : \text{보자력}) \quad (19)$$

식 (19)에 암페어법칙을 적용하면

$$\nabla \times [\nu(\mathbf{B}) \mathbf{B}] = \mathbf{J}_0 + \nabla \times \mathbf{H}_c \quad (20)$$

이 되며

식(20)에서 영구자석의 등가자화전류는

$$\mathbf{J}_{cm} = \nabla \times \mathbf{H}_c \quad (21)$$

라고 할 수 있다. 결국 지배방정식은

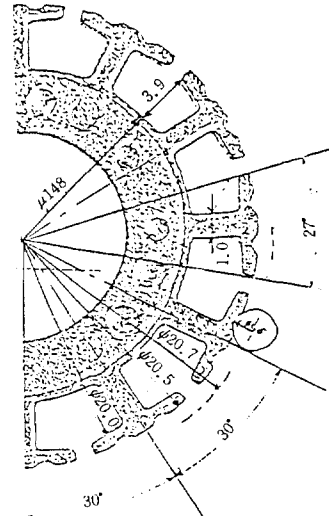


그림 6. 설계도면  
 Fig. 6 Design drawing

$$\nu(\mathbf{B}) \left( \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial X^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial^2 Y} \right) = \mathbf{J}_0 + \mathbf{J}_{cm} \quad (22)$$

이다.

저기저항  $\nu(\mathbf{B})$ 는 영구자석부분에서

$$\nu(\mathbf{B}) = \frac{\mathbf{H} + \mathbf{H}_c}{\mathbf{B}} \quad (23)$$

이므로 영구자석에서는 그림 7의  $\mathbf{B}-\mathbf{H}$ 곡선을 원점으로 이동시킨 그림(8)의 형태가 된다.

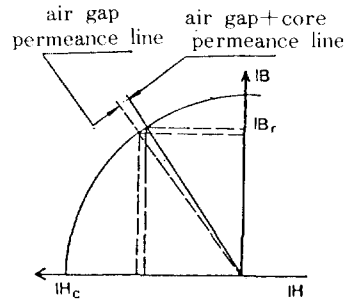


그림 7 일반적인 감자곡선  
 Fig. 7 Typical demagnetization curve

#### 4.2 등가자화전류에 대한 고찰<sup>11), 12)</sup>

전류밀도  $\mathbf{J}_{cm}$ 은보자력  $\mathbf{H}_c$ 와 영구자석의 모양에 따라 변한다. 여기서 영구자석은 Z축방향에 대하여 무한히 길고, x, y평면에 균일하게 여자되었다고 하자. 그림 9와 같이 y축 방향으로 여자된 직각형 영구자석의 경우

$$\mathbf{H}_c = H_c \mathbf{U}_y \quad (24)$$

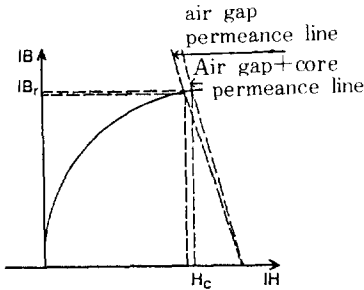


그림 8 원점으로 이 동시킨 감자곡선  
Fig. 8 Typical demagnetization curve which is shifted to origin

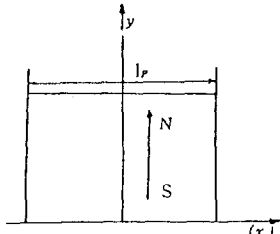


그림 9 직각형 영구자석  
Fig. 9 Rectangular magnet

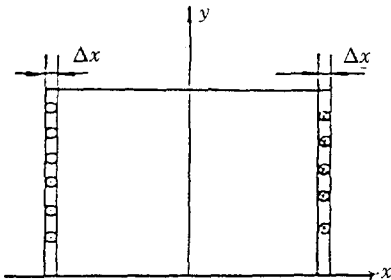


그림 10 등가자화전류를 이용한 해석모델  
Fig. 10 Model for analysis of permanent magnetic by equivalent current.

이고 식 (21)로부터

$$J_{pm} = U_z \frac{\partial H_c}{\partial X} \quad (25)$$

이다. 식 (25)를 근사화시키면

$$J_{pm} = \frac{\partial H_c}{\partial X} \doteq \Delta H_{c,pm} / \Delta x \quad (26)$$

여기서  $H_{c,pm}$ 은 마그네트 내부에서는  $H_c$ 이고 외부에서는 영인 계단 함수이고  $\Delta x$ 는 작지만 영은 아니다. 그림 (11)는 다른 모양의 마그네트를 보여주고 있다. 여기서 마그네트는 축방향으로 여자되었다고 가정하고 식 (21)를 원통좌표계로 나타내면

$$J_{pm}(r) = \left(\frac{1}{r}\right) \left(\frac{\partial H_c}{\partial \theta}\right) \doteq \left(\frac{1}{r}\right) \frac{\Delta H_c}{\Delta \theta} \quad (27)$$

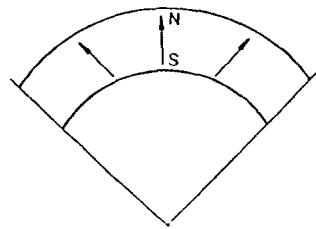


그림 11 축방향으로 여자된 영구자석  
Fig. 11 Radially magnetized magnet

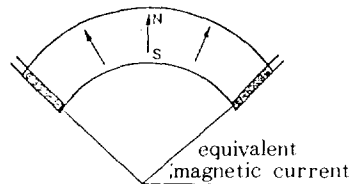


그림 12 등가자화전류를 이용한 해석모델  
Fig. 12 Model for analysis of permanent magnet by equivalent current

$$I = \int_{r_1}^{r_2} \int_{\theta}^{\theta + \Delta \theta} J_{pm} r dr d\theta = H_{c,pm} (r_2 - r_1) \quad (28)$$

$$J_{pm}(r) \doteq \left[ \frac{I}{(r_2 - r_1) (\Delta c)} \right] \quad (29)$$

$$\Delta c = r \Delta \theta$$

$$J_{pm}(r) \doteq \left[ \frac{\left(\frac{1}{r}\right) I}{(r_2 - r_1) \Delta \theta} \right] \quad (30)$$

이다.

### 4.3 유한요소법 적용 및 코깅토크계산<sup>10)</sup>

식 (22)의 지배방정식에 유한요소법을 적용하기 위해 식 (31)과 같이 에너지범함수를 정의하고 해석영역을 삼각요소로 분할한다. 또한 벡터포텐셜  $A$ 를 요소의 절점치로 보간하여 절점치에 대한 에너지범함수의 최소화원리를 이용하여 각절점에 대한 해를 얻을 수 있다.

$$x = \int \int \frac{1}{2} v(B) \left[ \left(\frac{\partial A}{\partial X}\right)^2 + \left(\frac{\partial A}{\partial Y}\right)^2 \right] dx dy - \int J_0 A dx dy - \int J_{pm} A dx dy \quad (31)$$

$$A^{(e)} = \sum_{i=1}^3 N_i A_i^{(e)} \quad (32)$$

$$\frac{\partial x}{\partial A_i} = \frac{\partial \sum X^{(e)}}{\partial A_i} = 0 \quad (x^{(e)}: \text{요소의 범함수}) \quad (33)$$

식 (33)을 정리하여 행렬로 나타내면

$$[K] \{A\} + \{F_0\} + \{F_{pm}\} = 0 \quad (34)$$

가 된다. 코깅토크는 다음의 순서에 의해 계산한다.

1) 각절점의 벡터포텐셜값을 이용 다음식에 의해 각 요소의 자속밀도값을 구한다.

$$B_x = \frac{\partial A^e}{\partial Y} \quad B_y = -\frac{\partial A^e}{\partial X} \quad (35)$$

2) 계산영역내의 전체자계에너지  $W_c$  (공극부, 영구자석부, 철심부포함) 를 산출한다.

3) 이하의 코깅토오크식에 의해 평균코깅토오크를 산출한다.

$$T_c = KLN \frac{W_c(1) - W_c(2)}{\theta} \quad (36)$$

$W_c(1)$ : 시프트전의 계산영역의 전체자계에너지

$W_c(2)$ :  $\theta$ 만큼 시프트한 후의 계산영역내의 전체자계에너지

$K$ : 단위환산계수

$N$ : 계산영역의 반복수

$L$ : 축길이

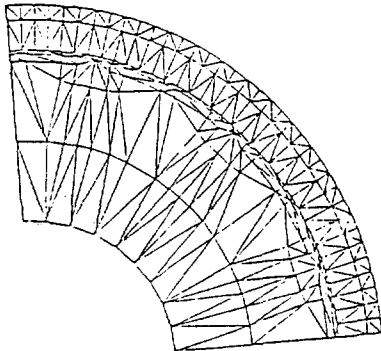
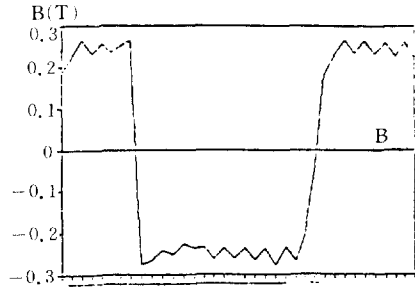


그림 13 요소 분할도

Fig. 13 Element subdivision

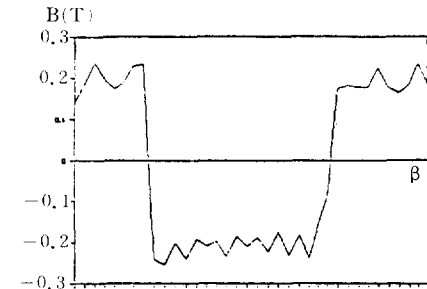
### 5. 계산결과 및 실측

본 연구의 대상인 그림 1과 본 연구에서 제안한 설계법에 의해 설계된 그림 5의 모델에 유한요소법을 적용하기위해 그림 13과 같이 요소분할했다. 본 모델에서는  $\frac{\pi}{2}$ 를 주기로 반복되므로  $\frac{1}{4}$ 영역만을 해석하였다. 또한 본 해석모델에서는 보조슬롯부의 투자율을 철심 또는 공극의 투자율로 바꾸어 놓음으로써 하나의 요소분할로 두모델을 해석할 수 있다. 그림 14는 유한요소법에 의해 계산된 공극의 자속밀도를 나타낸다. 신모델의 경우 구모델에 비해 자속밀도값이 보조슬롯의 영향으로 약 5% 정도 감소됨을 알 수 있으며 결국 평균토크도 자속밀도의 감소된만큼 작게 되리라고 예측된다. 또한 그림 15는 신, 구모델의 자속분포도이며 신모델의 보조슬롯부분의 자속흐름을 보면 자기저항이 높은 공극부분을 피해서 돌극부에 유입되는 현상으로부터 보조슬롯이 어느정도는 권선슬롯과 자기적성질이 비



(a) 종래 모델 자속분포도

(a) Flux density of conventional motor

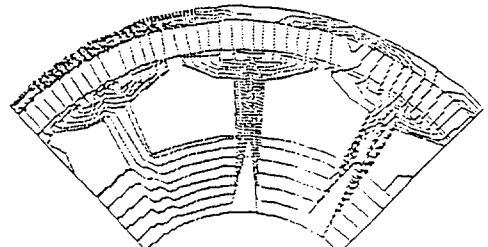


(b) 제안 모델 자속분포도

(b) Flux density of proposed motor

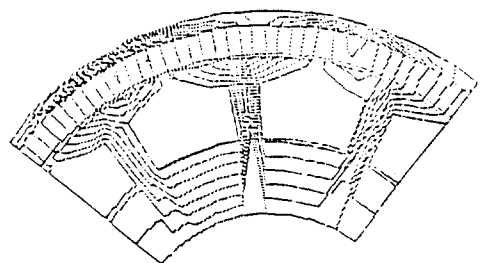
그림 14 구모델 개선된 모터의 공극자속밀도 분포

Fig. 14 airgap flux density distribution of conventional motor and proposed moter



(a) 종래 모델 자속밀도

(a) Flux distribution of convetional model



(b) 제안 모델 자속밀도

(b) Flux distribution of conventional model

그림 15 구모델과 신모델의 자속분포도

Fig. 15 Flux distribution of conventional model and proposed model

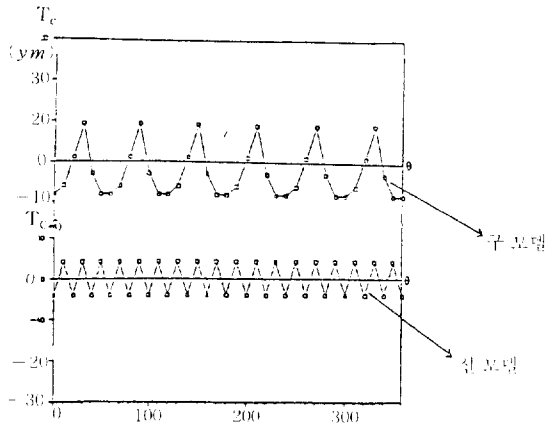


그림 16 구모델과 신모델의 코깅 토오크(계산치)  
**Fig. 16** Cogging torque of conventional model and proposed model (result of analysis)

표 2 계산치와 실측치

**Table 2** result of analysis and measurement

항 목	구 별	구 모델	신 모델
코깅토오크 (g·cm)	계산치	17	8
	실측치	15	6
코깅토오크주파수 (PPR)	계산치	24	72
	실측치	24	72

솟함을 알 수 있다. 그림 16은 코깅토오크 계산치를 나타낸다.

유한요소법에 의해 계산된 결과의 정밀성을 평가하기 위하여 코깅토오크를 실측하고 그결과를 표(2)에 나타내었다.

표(2)에서 유한요소법에 의한 계산치는 구모델의 경우 코깅토오크 17[g·cm], 주파수 24[PPR] 이었으며 실측결과 코깅토오크 15[g·cm] 주파수 24[PPR]이었다. 신모델의 경우 계산치는 코깅토오크 8[g·cm], 주파수 72[PPR]이었으며 실측결과 코깅토오크 6[g·cm], 주파수 72[PPR]로 구모델의 실측치보다 약  $\frac{1}{2.5}$ 로 감소되었다. 본 결과로부터 유한요소법의 정밀도 및 설계의 타당성을 알 수 있었다. 그러나 식(18)의 계산결과와 같이  $\frac{1}{9}$ 로 대폭감소되지 않는데 그 원인은 코깅토오크에 대한 특성식을 유도하는 과정에서 코일슬롯과 권선슬롯이 자기적으로 동등하다고 가정하였고 그 이외의 여러가정이 포함되어 오차가 발생되었다고 사료된다.

이상의 결과로부터 정밀모터설계시 코깅토오크의 특성식에 의해서 보조슬롯의 배치 및 갯수를 예측하고 유한요소법을 통하여 정밀계산함으로써 코깅

토오크를 극소화시키는 설계치의 산정이 가능하다고 생각된다.

## 6. 결 론

본 연구의 결과로 볼때 자극표면에 보조슬롯을 등간격으로 설치하는 설계방법이 코깅토오크를 저감하는데 매우 효과적임을 알 수 있었다. 특히 유한요소법을 이용하여 코깅토오크의 정량적 분석이 가능함을 보임으로써 돌극형 브러시리스 직류모터의 설계시 코깅토오크를 극소화시킬 수 있는 보조슬롯의 형태의 예측이 가능하리라 본다.

앞으로 유한요소법을 이용하여 착자형상, 돌극형상 및 보조슬롯에 대한 복합적인 설계조건에 대한 연구를 계속 진행한다면 코깅토오크를 더욱 줄일 수 있으리라 기대된다.

## 참 고 문 헌

- 1) 後藤 誠, 小林 一二, 奥村 謙一限, “特許公報(B2)”日本國特許廳 1983,9,21
- 2) 後藤 誠, 小林 一二, 五十嵐 祥晃 “特許公報(B2)”日本國特許廳 1983,9,21
- 3) 後藤 誠, 小林 一二, 奥村 謙一限, “特許公報(B2)”日本國特許廳 1985,10,17
- 4) Erwin Kreyszig ‘Advanced Engineering Mathematics’ 탐 출판사, 1983
- 5) Takashi ‘Permanent 1 Magnet and Brushless D.C Motors’ Sogo Electronics Publishing Company, 1984
- 6) 大川光吉, “永久磁石磁氣回路의設計·特性計算法”
- 7) 上平康彦, 木下斌, “ブラシレスサーボモータ의基礎と應用”總合電子出版社, 1985.
- 8) 穴山-武, “에너지-變換工學基礎論”丸善株式會社, 1977
- 9) J.Weiss, V.K. Garg, M.Shah, E.Sternheim, “Finite element analysis of magnetic fields with permanent magnet,” IEEE. Trans. Vol. MAG-20, No.5, pp.1933-1935 1984.
- 10) B. Aldefeld, “Forces in electromagnetic devices,” Compumag (Grenoble) 4-6(8.1), Sept. 1970.
- 11) 임 달호 “전기계의 유한요소법” 동명사.
- 12) J.R. Brauer, L.A. Larkin, V.D. Overbye “Finite element modeling of permanent magnet devices” Journal of Appl. Phys. 55(6), March 1984.