

단상 유도전동기의 고정자 동손 최소화를 위한 설계 방법

論 文
57-9-8

Design Methodology for Minimal Stator Copper Loss in A Single-phase Induction Motor

白守黃* · 金炳澤** · 權丙一†
(Soo-Whang Baek · Byung-Taek Kim · Byung-Il Kwon)

Abstract - In this paper, we research a new method for efficiency improvement of a single-phase Induction motor by minimization of the stator loss. To make this, we perform winding design which is based on balanced and quasi-balanced operation condition. It gives efficiency improvement greatly but poor starting torque simultaneously. To obtain the best efficiency improvement maintaining the maximum and starting torque, the optimal winding specification and rotor dimension is determined with variation of secondary resistance, running capacitor and turn ratio. Finally, this paper gives the comparison between the simulation results and experimental results.

Key Words : Single-phase induction motor, Balanced operation, Copper loss, Efficiency

1. 서 론

현재 단상 유도전동기(SPIM)는 일반적으로 가전기기분야에서 펌프와 컴프레서 등의 많은 부분에 사용되며, 산업용 시스템에서는 펌프와 컨베이어 시스템에 주로 사용된다. 단상 유도전동기는 구조가 간단하고 가격이 저렴한 장점이 있으나 효율이 낮은 단점을 가지고 있다. 최근 유가의 상승과 에너지자원의 부족으로 인하여 가전기기 및 산업용 기기의 고효율화가 중요한 부분을 차지하고 있으며, 고효율 제품에 대한 여러 가지 규제 및 장려 정책을 통하여 고효율 제품 사용을 권장하므로 단상 유도전동기의 고효율화가 필수적이며 이로 인하여 단상 유도전동기의 효율을 개선하면 가전 및 산업분야 등의 여러 응용분야에서 에너지 절감효과를 기대할 수 있다[1-3].

본 논문에서는 일반 fan 및 공장 자동화용으로 실제 사용 중인 커패시터 운전형 단상 유도전동기의 효율개선을 위한 연구를 다룬다. 단상 유도전동기의 고정자 권선은 주권선과 보조권선으로 구성되어 있으며 각각의 권선은 서로 다른 임피던스를 가지므로 자기적으로 불평형 상태로 운전되며, 회전자계이론으로 볼 때 공극에서 발생하는 회전자계는 순방향성분과 역방향성분으로 표현이 가능하다. 이 때 나타나는 역방향 성분의 회전자계는 역방향 전류 및 역방향 출력을 발생시켜 효율을 저하시킨다. 따라서 단상 유도전동기의 역방향 성분을 최소화 할 수 있다면, 평형운전조건을 적용하여 운전하였을 때 효율에 악영향을 끼치는 역방향기자력 성

분을 제거하고, 고정자의 동손을 저감 시킬 수 있으므로 효율 개선을 기대할 수 있다[4-5]. 이를 위하여 커패시터 운전형 단상유도전동기에 대해 평형운전(Balanced Operation)[6]을 구현하기 위한 조건을 도출하였다. 그러나 이를 실제로 구현하기 위해서는 매우 비현실적인 조건이 발생하게 되며, 이를 보완하기 위해 준-평형운전(Quasi-balanced Operation)과 고정자 동손 최소화를 충족하도록 하는 조건을 제시하였다. 제안된 방법을 통하여 큰 폭의 효율개선을 확인하였으나 전동기의 중요한 요소인 기동특성과 정동토크를 만족시키기 위해 준 평형운전조건과 고정자 동손 최소화설계를 기점으로 최적설계를 통하여 가장 좋은 설계안을 도출하였다.

2. 커패시터 운전형 단상 유도전동기의 평형운전조건

2.1 커패시터 운전형 단상 유도전동기의 구조 및 특성계산

일반적으로 단상 유도전동기를 기동시키기 위해서는 교번자계를 회전자계로 변형시켜야하며, 이를 위해 보조권선을 추가한다. 본 논문의 모델인 커패시터 운전형 단상 유도전동기는 기동성능과 정격운전효율을 확보하기 위하여, 유도전동기의 보조권선에 커패시터를 연결하는 구조를 갖는다. 기존의 단상 유도전동기의 사양과 구조를 표 2.1과 그림 2.1에 각각 나타내었다.

표 2.1 단상 유도전동기 기존 모델 사양
Table 2.1 The specification of the previous SPIM

구분	내용	구분	내용
정격 출력	90 [W]	고정자 외경	84 [mm]
정격 전압	220 [V]	고정자 슬롯 수	24
정격 주파수	60 [Hz]	회전자 외경	47.8 [mm]
극 수	4	회전자 슬롯 수	22
강판 재질	50PN890	적층 길이	65 [mm]

† 교신저자, 終身會員 : 漢陽大 電子컴퓨터工學科 教授 · 工博
E-mail : bikwon@hanyang.ac.kr

* 學生會員 : 漢陽大 電子電氣制御計測工學科 博士課程

** 正會員 : 國立群山大 電子情報工學部 助教授 · 工博
接受日字 : 2008年 1月 22日
最終完了 : 2008年 7月 31日

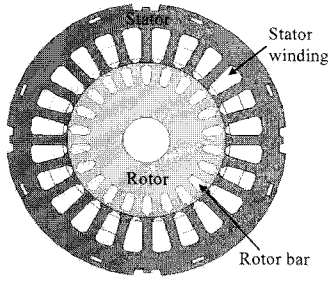


그림 2.1 단상 유도전동기의 구조
Fig. 2.1 The structure of SPIM

전동기에 주, 보조권선과 운전커패시터가 연결된 회로도를 그림 2.2에 나타냈다. 이 때 주권선과 보조권선으로부터 발생하는 자계는 위상차가 존재해야하므로 주, 보조권선 각각의 임피던스를 다르게 설계한다. 커패시터 운전형 단상 유도전동기의 해석을 위한 전동기의 등가회로는 그림 2.3에 나타냈다.

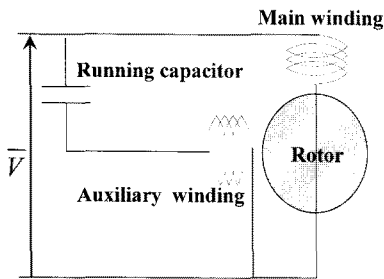


그림 2.2 커패시터 운전형 단상 유도전동기의 회로도
Fig. 2.2 Circuit diagram of capacitor-run type SPIM

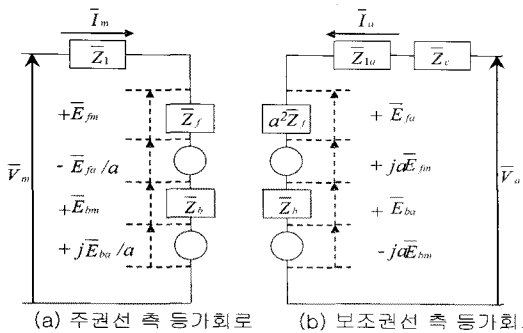


그림 2.3 커패시터 운전형 단상 유도전동기의 등가회로
Fig. 2.3 Equivalent circuit of capacitor-run type SPIM

그림 2.3에서 \bar{Z}_f , \bar{Z}_{1a} 는 주권선과 보조권선의 저항과 누설 리액턴스의 합이며, \bar{Z}_c 는 보조권선의 콘덴서부 리액턴스이다. 그리고 a는 주권선과 보조권선의 유효 권수비를 의미하며, \bar{Z}_f , \bar{Z}_b 는 순방향과 역방향성분의 임피던스로서 식 (2.1), 식 (2.2)과 같다. 여기서 X_m 은 자화 리액턴스 R2는 회전자 저항 X2는 회전자의 누설리액턴스이다.

$$\bar{Z}_f = R_f + jX_f = j0.5X_m / 0.5(R_2/s + jX_2) \quad (2.1)$$

$$\bar{Z}_b = R_b + jX_b = j0.5X_m / 0.5(R_2/(2-s) + jX_2) \quad (2.2)$$

식 (2.1)과 식 (2.2) 각각의 저항 및 누설리액턴스는 고전적인 방정식으로부터 그 값을 계산할 수 있다[7]. 자화리액턴스 X_m 은 식 (2.3)으로 표현할 수 있고, 여기서 X_{mg} 는 공극리액턴스이며, K_{sat} 는 포화계수로서 철심의 포화정도에 따라 변하는 값이 된다.

$$X_m = \frac{X_{mg}}{K_{sat}} \quad (2.3)$$

철심의 비선형성을 고려하기 위해 회로방정식을 이용한 비선형해석을 수행하였으며 다음과 같다. 그림 2.3의 주권선에 회로에 대해 식(2.4)의 전압방정식을 유도할 수 있다. 임의의 속도에 대해 최초의 K_{sat} 를 1로 가정하고 식(2.3)의 X_m 을 이용하여, \bar{Z}_f , \bar{Z}_b 계산한 후, 식 (2.4)으로부터 주권선 전류 \bar{I}_m 을 얻을 수 있다.

$$\bar{V}_m = \bar{Z}_1 \bar{I}_m + (\bar{Z}_f + \bar{Z}_b) \bar{I}_m - \bar{E}_{fa}/a + j\bar{E}_{ba}/a \quad (2.4)$$

식 (2.4)는 식 (2.5)로 표현할 수 있고, n_m 은 주권선의 유효권수이며 Φ_m 는 기기의 자속량을 의미한다. 따라서 구해진 \bar{I}_m 을 이용하여 기기내 자속량을 예측할 수 있으며, 자기회로법을 이용하여 전동기 각 부분의 자속밀도와 기자력 분포를 얻을 수 있다. K_{sat} 는 식 (2.6)과 같이 표현되므로, 이 계산을 임의의 수준까지 반복 수행시켜 X_m 을 얻는다. 식(2.6)에서 H_g 는 공극의 자계세기, $l_{eff,g}$ 는 공극의 유효길이를 의미한다.

$$\bar{V}_m = \bar{Z}_1 \bar{I}_m + n_m \frac{d\Phi_m}{dt} \quad (2.5)$$

$$K_{sat} = \frac{\text{공극기자력} + \text{철심기자력}}{\text{공극기자력}} \quad (2.6)$$

위 방법으로 해석모델에 대한 X_m 을 속도에 따라 계산한 결과를 그림 2.4에 나타내었다. 그림 2.4로부터 고슬립(저속)에서 기동전류가 크므로 \bar{Z}_1 에서의 전압강하가 크게 되어 자속량이 작아 포화정도가 덜 심하므로 X_m 이 큰 값을 유지하는 것을 알 수 있다. 반면 저슬립(고속)에서 전류량이 급감하므로 자속량은 증가하고 이에 따라 각 부분의 포화정도가 심해지므로 X_m 이 작아지는 것을 잘 나타낸다. 이때 사용된 B-H자화곡선을 그림 2.5에 나타내었다. 또한 강판제작업체로부터 제공된 단위 중량당 철손과 앞서 계산된 각 부분의 자속밀도를 철손을 계산한다.

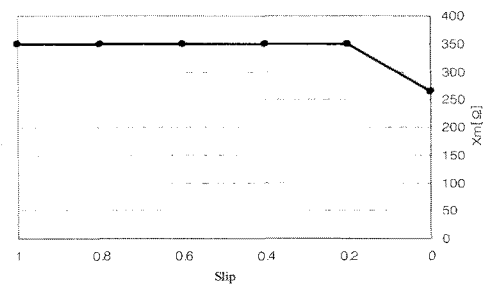


그림 2.4 slip에 따른 Xm값 변동
Fig. 2.4 Variation of Xm according to slip

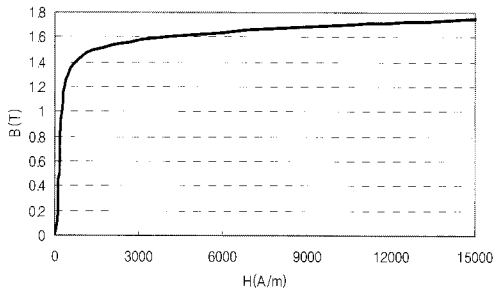


그림 2.5 50PN890의 자화곡선
Fig. 2.5 Magnetization curve of 50PN890

제시된 방법으로 얻은 파라미터를 이용하여, 그림 2.3의 회로를 해석함으로써 전동기의 특성을 계산할 수 있다. 전동기의 토크는 순방향토크와 역방향토크의 차로써 구성되며, 식 (2.7)로 계산된다.

$$T = T_f - T_b = \{ \bar{I}_m^2 + (a\bar{I}_a)^2 \} (R_f - R_b) + (2a\bar{I}_m\bar{I}_a \sin\phi)(R_f + R_b) \quad (2.7)$$

여기서 R_f, R_b 는 순방향과 역방향성분의 저항, ϕ 는 주권선과 보조권선의 위상차를 의미한다.

2.2 이상적 평형운전(Ideal Balanced Operation)조건

커패시터 운전형을 포함한 대부분의 단상 유도전동기에서 발생하는 자계는 순방향성분과 역방향성분을 동시에 보유한다. 이 때 역방향 회전자계는 식 (2.7)과 같이 역방향토크를 발생시켜 효율 등의 특성을 저하시킨다. 역방향자계가 제거 되면 전동기는 평형운전상태가 되며 이를 위한조건은 주권선과 보조권선의 전류위상차는 90도를 유지하고($\bar{I}_m \perp \bar{I}_a$), 각 권선으로부터 발생하는 기자력의 크기가 동일함 ($|\bar{I}_m| = a|\bar{I}_a|$)을 요구한다. 이를 식 (2.8)로 나타낼 수 있다.

$$j\bar{I}_m = a\bar{I}_a \quad (2.8)$$

그림 2.3의 등가회로를 기초로 식(2.8)을 풀면, 식 (2.9)를 유도할 수 있다.

$$j \frac{\bar{V}(\bar{Z}_{1a} + ja(\bar{Z}_f - \bar{Z}_b))}{\bar{Z}_{1m}\bar{Z}_{1a} - a^2(\bar{Z}_f - \bar{Z}_b)^2} - a \frac{\bar{V}(\bar{Z}_{1m} + ja(\bar{Z}_f - \bar{Z}_b))}{\bar{Z}_{1m}\bar{Z}_{1a} - a^2(\bar{Z}_f - \bar{Z}_b)^2} = 0 \quad (2.9)$$

식 (2.9)에 식 (2.10)과 (2.11)을 대입하고 정리하면 식 (2.12)가 된다.

$$\bar{Z}_{1m} = \bar{Z}'_a + \bar{Z}_c + a^2(\bar{Z}_f + \bar{Z}_b) \quad (2.10)$$

여기서 $\bar{Z}'_a = \bar{Z}'_a + \bar{Z}_c$ 이며, 첨자 '는 고정자권선의 누설임피던스와 커패시터의 임피던스 성분을 포함함을 나타낸다.

$$\bar{Z}_T = \bar{Z}_m + \bar{Z}_f + \bar{Z}_b \quad (2.11)$$

$$j\bar{Z}'_a - a\bar{Z}_m + \bar{Z}_f(j2a^2 - 2a) = 0 \quad (2.12)$$

여기서 $\bar{Z}'_a = R'_a + jX'_a, \bar{Z}_f = R_f + jX_f, \bar{Z}_m = R_m + jX_m$ 이므로

로 이를 대입하고 다시 정리하면 식 (2.13)과 같다.

$$-(X'_a + aR_m + 2aR_f + 2a^2X_f) + j(R'_a - aX_m + 2a^2R_f - 2aX_f) = 0 \quad (2.13)$$

즉 식 (2.13)은 단상 유도전동기의 평형운전조건을 만족하기 위한 방정식이다. 이 방정식을 보조권선의 부가임피던스의 각 항인 R'_a 와 X'_a 에 대해 적용하면 식 (2.14)를 얻고 Z'_a 로 다시정리하면 식 (2.15)가 된다. 따라서 보조권선의 임피던스가 식 (2.15)을 만족한다면 전동기는 평형운전상태가 된다고 볼 수 있다.

$$R'_a = aX_m - 2a^2X_f + 2aR_f, X'_a = -aR_m - 2aR_f - 2a^2X_f \quad (2.14)$$

$$\bar{Z}'_a = R'_a + jX'_a = -ja\bar{Z}_m - \bar{Z}_f(j2a + 2a^2) \quad (2.15)$$

2.3 이상적 평형운전(Ideal Balanced Operation)시 전동기 특성

등가회로법을 이용하여 이상적 평형운전시의 전동기의 특성을 분석하였다. 평형운전조건을 적용한 전동기의 토크와 출력특성을 그림 2.6에 나타내었다. 평형운전 시의 토크는 기동시점부터 동기시점까지의 전 속도영역에서 기존의 전동기보다 큰 값을 갖는다. 또한 평형운전시의 토크가 기존 전동기보다 기동을 포함한 전 영역에서 월등히 큰 것을 알 수 있으며, 이는 기존의 전동기가 갖는 역상분자계가 토크에 큰 영향을 미치고 있음을 의미한다.

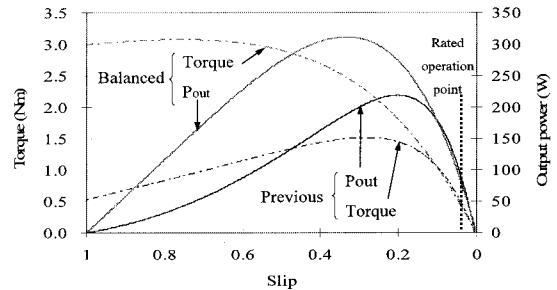


그림 2.6 평형운전 시 토크와 출력특성
Fig. 2.6 Characteristics of output power and torque in balanced operation

그림 2.7은 식 (2.15)를 이용하여 전동기의 평형운전조건을 만족하기 위한 식 (2.14)의 보조권선 저항분과 리액턴스분을 나타낸다. 저항의 경우 기동 시 평형운전조건을 만족하기 위해서는 수[Ω]에 지나지 않으나 구간에 따라 음(-)의 값을 필요로 하며, 동기속도근방에서는 400[Ω] 이상이 되는 등 일정한 값을 갖지 못한다. 또한 리액턴스의 경우 전 속도영역에 걸쳐 일정한 값을 유지하지 못하므로 현실적으로는 전 속도구간에서 평형운전을 유지할 수 없게 된다. 즉, 이때의 저항과 리액턴스 값은 현실적으로 구현 가능한 수치가 아니다.

그림 2.8에서는 전동기의 효율특성을 비교하였다. 이 때 저속구간에는 평형운전시의 효율이 우월하나 정격을 포함한 고속구간에서 기존 전동기의 효율이 더 높다. 이는 저항과 리액턴스성분을 조절함으로써 강제적으로 평형운전을 시키는 조건을 찾은 것이기 때문이다. 특히 평형운전조건을 위한 보조권선의 요구 저항 값은 300[Ω]근방이 되어 저항 손실이

매우 커진다. 즉 고정자 동손의 고려 없이 기자력 평형만을 위한 조건이 되어 고효율을 위한 현실적인 구현이 불가능하다는 결과를 얻을 수 있다.

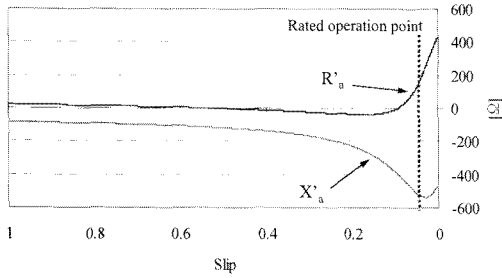


그림 2.7 평형운전 시 보조권선의 임피던스
Fig. 2.7 Impedance of auxiliary winding in balanced operation

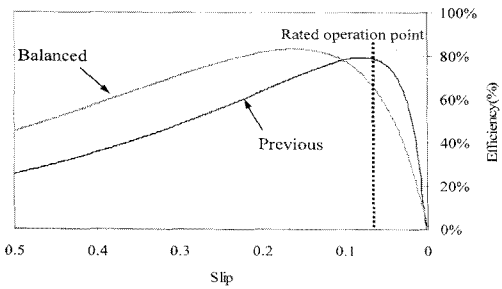


그림 2.8 효율특성 비교
Fig. 2.8 Comparisons of efficiency characteristic

3. 고정자 동손최소화 조건을 고려한 준 평형운전 (Quasi-Balanced Operation)조건

3.1 준 평형운전조건

앞장에서 설명한 바와 같이 이상적인 평형운전조건을 구현하기 위해서는 현실적 문제점이 발생하므로 제약조건을 완화 할 필요가 있다. 주, 보조권선의 기자력의 위상차를 90도로 유지하고자하는 제약조건은 현실 불가능한 결과의 큰 원인이 된다. 따라서 보조권선의 저항을 실현가능한 수준으로 결정한 뒤, 기자력의 크기만을 같게 하는 조건을 생각할 수 있다. 이를 준 평형운전조건이라 정의하기로 한다. 즉 주, 보조권선의 기자력의 크기가 같으므로 이를 식 (3.1)로 나타내고 이는 다시 식 (3.2)로 표현된다.

$$|\bar{I}_m| = |a\bar{I}_a| \tag{3.1}$$

$$|R'_a + jX'_a + \alpha^2(\bar{Z}_f + \bar{Z}_b) + ja(\bar{Z}_f - \bar{Z}_b)| = |\alpha\bar{Z}_{im} + ja(\bar{Z}_f - \bar{Z}_b)| \tag{3.2}$$

보조권선의 저항 R'_a 를 적정수준으로 결정할 수 있다면 준 평형운전조건을 만족시키는 보조권선의 리액턴스 X'_a 는 식 (3.3)와 같이 계산된다. 이 때 R'_a 는 고정자 동손최소화 조건과 결합하여 결정된다.

$$X'_a = \sqrt{\frac{\alpha^2(\bar{Z}_{im} + ja(\bar{Z}_f - \bar{Z}_b))^2 - \{ \text{Re}(R'_a + \alpha^2(\bar{Z}_f + \bar{Z}_b) + ja(\bar{Z}_f - \bar{Z}_b)) \}^2}{-\text{Im}(\alpha^2(\bar{Z}_f + \bar{Z}_b) + ja(\bar{Z}_f - \bar{Z}_b))}} \tag{3.3}$$

3.2 준 평형운전 시 고정자 동손최소화를 위한 보조권선 저항 주, 보조권선의 기자력 크기를 동일하게 하는 준 평형운전을 만족하는 경우, 고정자 권선에서 발생하는 동손을 식으로 표현하면 식 (3.4)가 된다.

$$W_{CS} = R'_m I_m^2 + R'_a I_a^2 = I_a^2 (R'_m a^2 + R'_a) \tag{3.4}$$

식 (3.4)에서 각 저항을 슬롯면적과 권수의 함수로 변환하면 식 (3.5)와 같다.

$$R'_m = \frac{n_m l_c}{\sigma A_m}, \quad R'_a = \frac{n_a l_c}{\sigma A_a} \tag{3.5}$$

여기서 σ 는 권선의 도전율, n_m, n_a 는 주권선과 보조권선의 총 권수 그리고 l_c 는 도체의 길이를 의미하며, A_m, A_a 은 주, 보조권선의 권선면적이다. 또한 a 는 유효권수비(n_a/n_m)이다. 이를 식 (3.5)에 대입하고 정리하면 식 (3.6)과 같다.

$$\begin{aligned} W_{CS} &= I_a^2 \left(\frac{n_m l_c}{\sigma A_m} a^2 + \frac{n_a l_c}{\sigma A_a} \right) = I_a^2 \frac{l_c}{\sigma} \left(\frac{n_m}{A_m} a^2 + \frac{n_a}{A_a} \right) \\ &= I_a^2 \frac{l_c}{\sigma} a \left(\frac{n_m}{A_m} a + \frac{n_a}{A_a} \frac{1}{a} \right) = I_a^2 \frac{l_c}{\sigma} a \left(\frac{n_m n_a}{A_m n_m} + \frac{n_a n_m}{A_a n_a} \right) \\ &= I_a^2 \frac{l_c}{\sigma} a n_m n_a \left(\frac{1}{A_m n_m} + \frac{1}{A_a n_a} \right) \end{aligned} \tag{3.6}$$

위 식의 괄호내의 항은 주, 보조권선을 위한 슬롯 면적 S_m, S_a 및 총 슬롯 면적 S_{tot} 간의 관계는 식 (3.7)로 나타낼 수 있다. 여기서 f_{slot} 은 권선의 슬롯점유율을 의미하며, 일반적인 경우 공정이 허락하는 최대 슬롯점유율을 갖도록 설계하는 것이 일반적이므로 주, 보조권선에 대한 슬롯점유율은 거의 같다고 볼 수 있다. 따라서 식(3.7)을 이용하여 고정자에서의 동손 W_{CS} 는 식 (3.8)로 나타낼 수 있다.

$$S_m = f_{slot} n_m A_m, \quad S_a = f_{slot} n_a A_a, \quad S_{tot} = S_m + S_a \tag{3.7}$$

$$\begin{aligned} W_{CS} &= I_a^2 \frac{l_c}{\sigma} a n_m n_a \left(\frac{f_{slot}}{S_m} + \frac{f_{slot}}{S_a} \right) = I_a^2 \frac{l_c}{\sigma} a n_m n_a f_{slot} \left(\frac{1}{S_m} + \frac{1}{S_a - S_m} \right) \\ &= I_a^2 \frac{l_c}{\sigma} a n_m n_a f_{slot} \left(\frac{S_{tot}}{\left(S_m - \frac{S_{tot}}{2} \right)^2 + \left(\frac{S_{tot}}{2} \right)^2} \right) \end{aligned} \tag{3.8}$$

정해진 슬롯면적 S_{tot} 에 대해 준 평형운전 시 고정자 권선에서 발생하는 동손, 식 (3.8)을 최소화하기 위해서는 분모항이 최대가 되어야하며 이 조건은 식 (3.9)가 된다.

$$S_m = \frac{S_{tot}}{2}, \quad S_a = \frac{S_{tot}}{2}, \quad S_m = S_a \tag{3.9}$$

이는 주권선과 보조권선의 슬롯 점유면적이 동일해야 함을 의미한다. 위 식으로부터 보조권선의 저항을 주권선저항의 함수로 표현이 가능하며 식 (3.10)과 같이 얻어진다.

$$R'_a = \frac{n_{a'c}^2}{\sigma A_a} = a^2 \frac{n_{m'c}^2}{\sigma A_m} = a^2 R_m \quad (3.10)$$

따라서 식 (3.10)은 식 (3.3)의 준 평형운전조건에 요구되는 보조권선의 리액턴스 X'_a 를 계산하기 위한 보조권선저항으로 적용되어질 수 있으며, 두 식은 고정자 동손을 최소화하는 준 평형운전조건이 된다.

3.3 고정자 동손 최소화 조건과 준 평형운전조건에서의 전동기 특성

기존 전동기에 대해 이상의 조건을 만족하는 보조권선의 임피던스를 계산하여 그림 3.1에 제시하였다. 설명한 바와 같이 권선의 저항은 식 (3.10)을 사용하였으므로 전 속도구간에서 일정하지만, 리액턴스 값은 심하게 변동한다. 따라서 전 속도구간에서 이 같은 리액턴스 값을 갖는 커패시터는 존재하지 않으므로 현실적으로 이를 만족시킬 수는 없다.

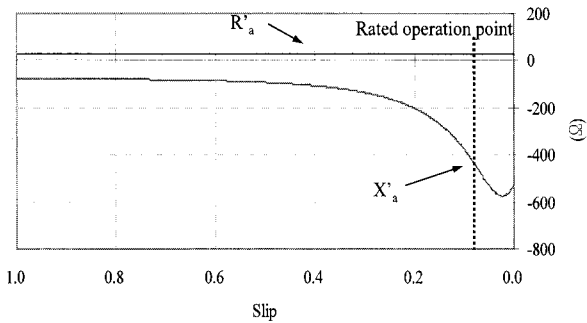


그림 3.1 준 평형운전을 위한 보조권선의 임피던스
Fig. 3.1 Impedance of auxiliary winding in quasi-balanced operation

그림 3.2는 이와 같은 임피던스에 대해 주, 보조권선의 전류에 대한 위상차이며, 그림 3.3은 전류량을 나타낸 것이다. 이로부터 전류의 위상차는 90도를 만족하지 않지만 전류량의 크기는 정확히 권수비의 역수로 양 권선에 발생시키는 기자력의 크기는 동일하게 됨을 알 수 있으며 이는 제한한 준 평형운전조건을 만족한다.

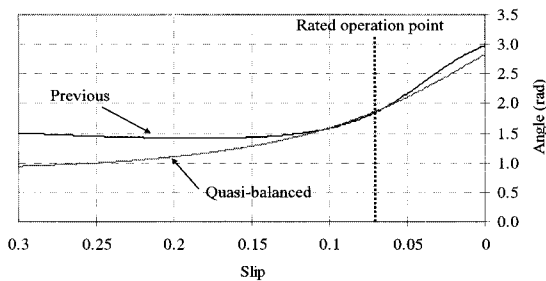


그림 3.2 준 평형운전 시 전류의 위상차 비교
Fig. 3.2 Phase difference of main and auxiliary winding current in quasi-balanced operation

전 속도구간에서 준 평형상태를 만족할 때, 전동기 토크 특성을 계산하여 그림 3.4에 나타내었으며, 이로부터 평형상태와 유사하게 기존대비 월등히 우수한 토크특성을 확인할 수 있다.

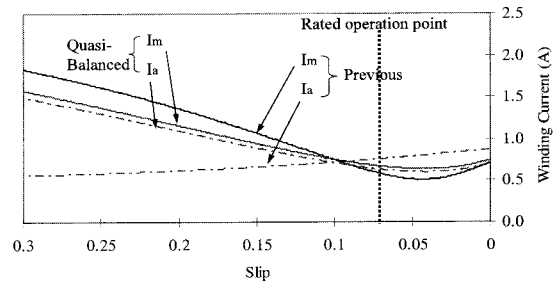


그림 3.3 준 평형운전 시 전류비교
Fig. 3.3 Magnitude of main and auxiliary winding current in quasi-balanced operation

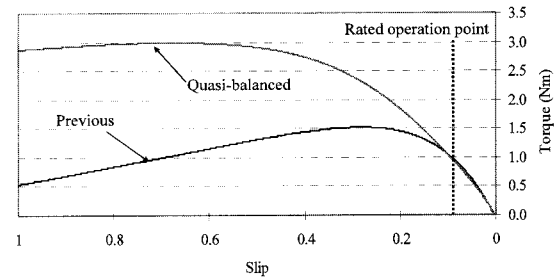


그림 3.4 준 평형운전 시 토크특성비교
Fig. 3.4 Comparisons of torque characteristic in quasi-balanced operation

그림 3.5는 전동기효율을 비교하였으며, 고정자 동손최소화 조건을 만족시키므로 기존 대비 약 5[%]의 효율상승을 기대할 수 있다.

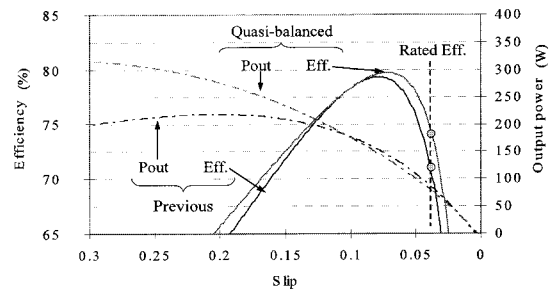


그림 3.5 준 평형운전 시 출력 및 효율 특성비교
Fig. 3.5 Efficiency and output power characteristic in quasi-balanced operation

위와 같이 준 평형상태를 유지하며 전동기를 운전시킬 수 있다면 전동기의 효율 및 기동 등 모든 특성이 향상될 수 있다. 하지만 요구되는 보조권선의 리액턴스는 실제로 구현이 불가능하다. 따라서 현실적 대안으로 정격 운전 점에서 준 평형운전이 될 수 있도록 커패시터 용량을 정하고 전동기 특성을 다시 분석해야 한다. 본 모델의 경우 정격출력이 90[W]이며 이 때 준 평형운전을 적용할 수 있는 보조권선의 리액턴스로 커패시터용량을 산출하면 4.64[uF]이 된다. 이를 이용하여 전동기 특성을 계산하였다. 이 때 정격 출력점 90[W]에서는 준 평형운전 시와 동일한 효율 및 토크특성을 발생시키므로 5[%]의 효율 상승치는 유지한다고 볼 수

있다. 반면에 그림 3.6에 제시된 토크특성은 제안된 대안의 한계점을 보여준다. 즉 정격운전점에서 준 평형운전을 시키기 위해 커패시터 용량을 4.64[uF]로 사용하는 경우 기동을 포함한 전 속도구간에서 토크가 감소되는 문제가 발생한다.

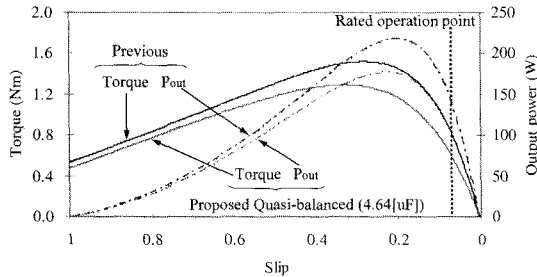


그림 3.6 정격운전점 기존의 준 평형운전 시 전동기 토크 및 출력 특성

Fig. 3.6 Characteristic of motor torque and its output in quasi-balanced operation at rated operation point

4. 기동 및 정동특성을 고려한 설계

4.1 기동성능을 고려한 최적설계

준 평형운전조건을 적용하였을 때 나타난 기동성능의 저하는 반드시 개선해야 할 요소이며, 기존과 동등이상의 기동성능을 확보해야 한다. 이를 위해서 준 평형운전조건으로부터 결정된 전동기의 회로정수를 변경해야 한다.

본 논문에서는 효과적인 설계를 위해, 이미 결정된 준 평형운전을 위한 설계안으로부터 기동과 크게 연관된 변수를 변동시킴으로써 기동성능을 만족하며 고효율을 유지하는 설계방법을 선택하였다. 단상 유도전동기의 기동토크는 식 (4.1)로 표현된다.

$$T_{st} \cong 2aV^2 \frac{r_2}{|\bar{Z}_{Tm}| |\bar{Z}_{Ta}|} \sin \phi \Big|_{s=1} \quad (4.1)$$

여기서,

$$\bar{Z}_{Tm}|_{s=1} = \bar{Z}_m + \bar{Z}_f + \bar{Z}_b|_{s=1} = \bar{Z}_m + 2\bar{Z}_f,$$

$$\bar{Z}_{Ta}|_{s=1} = \bar{Z}_a + a^2(\bar{Z}_f + \bar{Z}_b)|_{s=1} = \bar{Z}_a + 2a^2\bar{Z}_f \text{ 이며,}$$

$$\bar{Z}_a = \bar{Z}_a + \bar{Z}_c \text{ 이다.}$$

식 (4.1)로부터 기동토크에 영향을 주는 큰 변수는 회전자 저항 R_2 와 권수비 a 임을 알 수 있다. 분모항의 \bar{Z}_{Tm} 은 전동기 권선에 의해 영향을 주로 받지만 설계변동에 대한 변화의 폭이 매우 작다. 반면 \bar{Z}_a 를 구성하는 항인 \bar{Z}_c 는 운전 커패시터의 용량에 의해 매우 큰 변화를 가지는 값으로 기동에 많은 영향을 주는 변수가 된다. 이로부터 기동성능을 개선하기 위한 설계변수로서 회전자저항 R_2 와 권수비 a , 그리고 커패시터 용량 C_r 을 선택한다.

기동성능을 만족하며 효율을 최대화하는 회전자저항 R_2 와 커패시터용량 C_r 을 찾기 위하여 각 변수의 유효한 범위를 선정해야하며, 이는 기동토크 식 (4.1)을 고찰함으로써 결정할 수 있으며, 알고리즘 순서도는 그림 4.1과 같다.

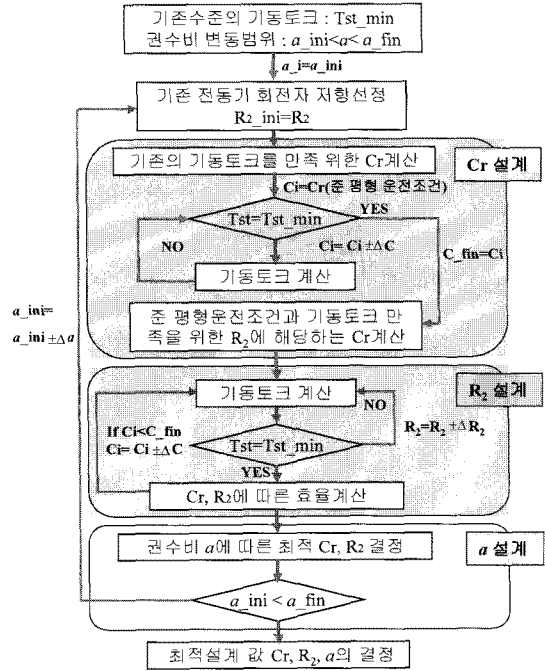


그림 4.1 최적설계 순서도

Fig. 4.1 Optimal design flow chart

준 평형운전 시 기동토크가 저하된 경우 이를 향상시켜야 하므로 저항 R_2 의 범위는 기존의 회전자 저항 값 R_{2_ini} 부터 이를 변수로 기동수준을 만족하는 값 R_{2_fin} 까지 증가하였다. 또한 C_r 의 경우도, 준 평형운전설계에 의해 결정된 값 R_{2_ini} 로 일정한 값을 유지하며, C_r 만을 변수로 기동수준을 만족하는 값 C_{r_fin} 까지 증가한 변수의 변화범위가 된다. 따라서 최적조합은 기동 시 요구되는 토크 제한 조건 T_{st_min} 을 만족하는 궤적 위에 존재한다. 설계변수 권수비 a 와 회전자저항 R_2 및 커패시터 용량 C_r 은 준 평형운전 설계 시 상호 독립 변수가 아니므로 가변범위를 표현하기 어렵다. 따라서 설계의 편의를 위해 임의의 권수비에 대해 최적의 커패시터 용량과 회전자저항을 선정하는 방법을 먼저 결정하고, 이 방법을 권수비 변화에 대해 적용함으로써 최적의 권수비와 커패시터 용량 및 회전자 저항을 선정한다. 이 때 최적효율을 발생시키는 R_2, C_r 조합은 두 변수의 변화범위 내에 존재하며 이의 개념도를 그림 4.2에 나타내었다.

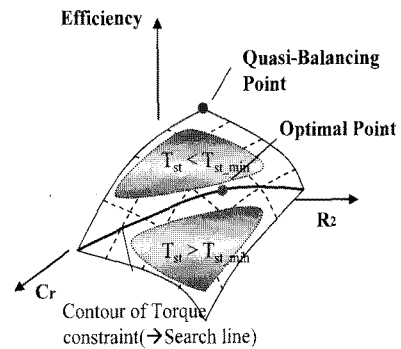
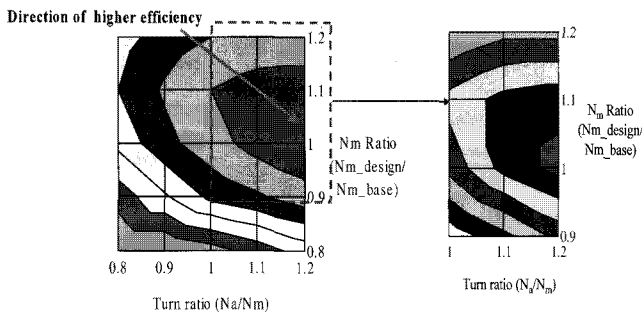


그림 4.2 기동조건 만족 시 Cr 및 R2에 따른 효율변화 추이
Fig. 4.2 Efficiency variation by combination of Cr, R2 for starting torque

R_2 가 증가하는 경우, 식 (4.1)로부터 기동토크는 단조(monotonic)증가함을 예측할 수 있으며, 이 때 유도전동기의 비례추이특성으로부터 운전 점에서의 전동기 효율은 단조감소한다. 또한 식 (4.1)로부터 C_r 이 증가하는 경우에도 기동토크는 단조 증가하며 이 때 C_r 의 변화는 준 평형운전 설계치가 최대 효율 점이므로 이를 기준으로 효율은 감소한다.

기본모델인 90[W] 단상 유도전동기의 기동토크를 제한조건으로 효율을 극대화하는 것을 목표로 하기 위해 주 권선의 사양을 포함시켰다. 주권선 변동 폭과 이에 대한 보조권선의 권수비 a 의 범위는 0.8~1.2로 선정하여 각각의 조건에 대한 효율을 그림 4.3의 (a)에 제시하였고 보다 자세한 효율 분포를 그림 4.3의 (b)에 나타냈다. 그림에서 x축은 보조권선의 권수비이며 y축은 기존 주권선 수 대비 변화량을 의미한다. 주권선 변화율의 비와 권선 비가 1:1.2, 즉 주권선사양은 기존과 동일하게 하며 보조권선 대 주권선의 권수비는 1.2일 때 최대효율을 발생시킨다.



(a) 효율 분포도 (b) 효율분포 확대도

그림 4.3 주권선 변동 폭과 이에 대한 보조권선의 권수 비 a 의 범위에 따른 효율 분포

Fig. 4.3 Efficiency distribution according to Nm ratio and the range of turn ratio

그림 4.4는 주권선 변화율이 1일 때, 권수비에 대한 효율 변화를 자세히 나타냈다. 권수비가 1.2일 때 기존모델 수준의 기동토크를 유지하며 효율은 약 2.5[%] 개선된다. 권수비 1.2일 때 최고효율을 갖는 커패시터용량 C_r 은 4[μ F], R_2 는 72[Ω]로 결정한다. 단, 여기서 효율은 철손을 제외한 값으로서 실제보다 약 6[%]가 높게 산정된 값이다.

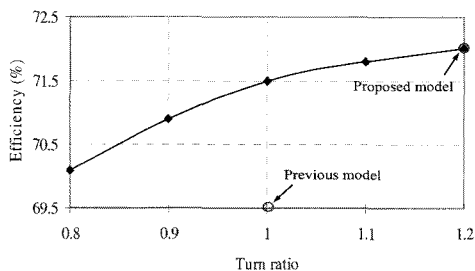


그림 4.4 최적 C_r , r_2 조합에 의한 효율 (기본모델의 주권선 사양이 동일한 경우)

Fig. 4.4 Efficiency by optimal combination of C_r , R_2 (in case of specification of main winding to be the same as previous model)

표 4.1은 기존모델과 최적의 C_r , R_2 및 a 의 조합으로 설계된 모델의 고정자에서의 동손, 철손 및 정격효율을 나타낸다. 여기서 제안한 고정자 동손 최소화 설계과정이 고정자 동손을 저감시킴을 확인할 수 있다.

표 4.1 고정자에서의 손실과 효율비교

Table 4.1 Comparisons of stator loss and efficiency

구분 모델	고정자동손	고정자철손	정격효율
Previous	23.3[W]	6.9[W]	63[%]
Proposed	20.7[W]	6.9[W]	66[%]

그림 4.5는 최적의 C_r , R_2 및 a 의 조합으로 설계된 모델의 토크특성을 나타낸다. 하지만 설계 목적함수로서 효율과 기동토크만을 고려하였으며, 전동기의 중요한 특성인 정동토크를 고려하지 않았으므로 기본모델보다 저하되는 결과를 보여준다. 저하된 정동토크의 개선설계는 반드시 필요하다.

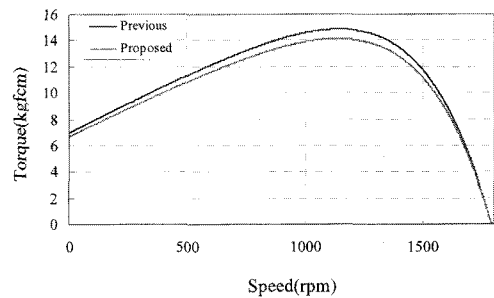


그림 4.5 토크 특성비교

Fig. 4.5 Comparisons of torque characteristics

4.2 정동특성 개선을 위한 설계

전자기적 관점에서 볼 때 전동기의 기동 및 정동 등의 토크특성은 D2L법으로 귀결되며, 즉 회전자 체적에 비례하므로 외경이 클수록 큰 출력을 발생시키는 데 유리하다. 그러나 고정자 외경이 제한된 경우, 고정자와 회전자의 철심 포화자속밀도와 도체의 전류밀도에 의해 회전자 외경이 결정된다. 특히 등가회로 관점에서 전동기의 성능은 누설 및 여자리액턴스와 저항의 조합으로 결정되며, 같은 조건에서 누설과 저항이 작을수록 특성은 향상된다.

누설 리액턴스 성분의 크기는 고정자의 도체 권수와 슬롯 형태에 의해 결정되므로, 성능향상을 위해서 고정자 등가회로의 저항 성분 저감이 요구된다. 고정자 권선수의 변동 없이 저항의 저감을 위해서는 도체 선경을 증가시켜야하며 이는 슬롯 면적확장을 동반한다. 즉 고정자 치 자속밀도를 동일하게 유지시키는 경우, 슬롯 면적 확장은 회전자 내경을 감소시킴을 의미한다. 따라서 고정자 슬롯 면적 및 회전자 외경을 변수로 하여 전동기의 특성을 분석하였다.

식 (4.2)를 이용하여 기존모델 및 고정자 동손 최소화 모델 설계안에 대해 각 부분별 자속밀도를 계산하면 그림 4.6과 같다. 치 자속 밀도는 거의 1.5[T] 및 그 이상으로서, 슬롯 면적을 확장시킬 수 있는 설계여분이 발생하지 않는다. 반면 고정자 요크의 자속밀도는 1.2[T]이하로서, 현재 모델의 경우 동손이 철손에 비해 상대적으로 크므로 슬롯면적을 확장하고 요크자속밀도를 1.3[T]까지 상승시키는 설계가 가

능하다. 또한 회전자 요크의 자속밀도는 0.6[T]부근으로 요크 폭 축소에 문제가 전혀 없다. 반면 회전자 반경이 축소되면 근본적으로 전동기출력을 감소시키는 특성이 나타나므로 이를 고려한 설계가 되어야 한다.

$$\phi_p = \frac{\sqrt{2}V_1}{\pi f(kw_1 Z_{eff})} \quad (4.2)$$

여기서 k_{wl} 은 권선계수, Z_{eff} 는 유효임피던스, f 는 주파수 V_1 은 공급전압을 나타낸다.

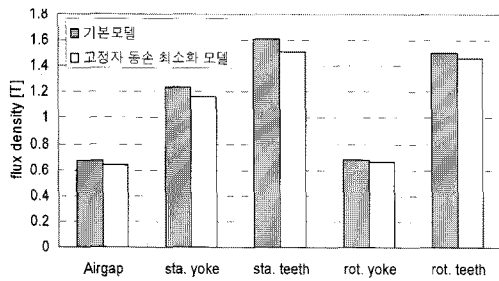


그림 4.6 전동기 각 부분별 자속밀도
Fig. 4.6 Partial magnetic density of motor

정동토크를 개선하기 위하여 권선의 턴수를 유지하면서 권선 선경을 증가한 설계를 진행하였다. 선경 증가에 따른 권선면적 만족을 위하여 고정자 요크 길이를 70[mm]에서 72[mm]로 조정하였다. 증가된 슬롯면적으로 권선면적을 최대 권선면적 20[mm]에서 24[mm]까지 제작 가능하다. 고정자 요크 길이 감소에 따른 요크부의 자속 밀도를 유한요소해석을 이용하여 해석 하였으며, 그림 4.7에 나타났다. 유한요소 해석 결과 고정자 요크 부분의 자속밀도는 1.2[T]로 요크 감소에 따른 영향을 없을 것으로 판단된다.

고정자 내경축소의 목적은 고정자 슬롯면적의 확장을 통해 좀 더 큰 선경의 도체를 사용하고자 함이다. 특히 고정자 동손 최소화 모델의 설계 방법으로 판단하면, 기 결정된 권선의 턴수는 고정되어진 값으로 볼 수 있으므로 실제 상업적으로 사용가능한 권선의 선경변경을 통한 결정이 필요하다. 고정자 동손 최소화 설계모델에서 선경이 0.4[mm]이며, 슬롯 면적이 커지는 경우 0.4[mm]이상의 선경을 고려해야한다. 예나멜 권선의 KS규격을 참조하면, 0.4[mm] 이상의 최소선경이 0.45[mm]이다. 즉 슬롯면적의 확장이 사용가능한 권선 사양에 의해 결정됨을 의미한다. 이를 고려하면 회전자의 반경은 1[mm]단위로 축소하는 것이 가능하며, 그림 4.8에 나타났다.따라서 회전자 반경 23.7[mm], 22.7[mm], 21.7[mm] 각각에 대하여, 권선경은 0.45[mm]의 권선을 적용하였다. 그림 4.9는 기동토크와 정동토크가 회전자의 반경이 감소하면서 증가하는 특성을 보여준다. 이는 회전자 반경감소에 기인하는 것이 아니라 고정자 슬롯 점적율에 적합하게 적용된 도체 권수의 감소에 기인한다고 볼 수 있다. 반면 그림 4.10의 효율특성은 회전자 반경 22.7[mm]에서 가장 좋다. 따라서 토크특성과 효율특성을 고려할 때 반경 22.7[mm]가 가장 유리한 설계안이라 결정할 수 있다. 이때의 특성은 정동토크의 개선을 위하여 고정자코어 및 권선사양이 변하였으므로 기동토크와 효율 또한 만족시키기 위한 최적의 C_1 과 R_2 를 찾는, 그림 4.1의 최적설계과정을 반복수행하여 얻어낸 결과이다.

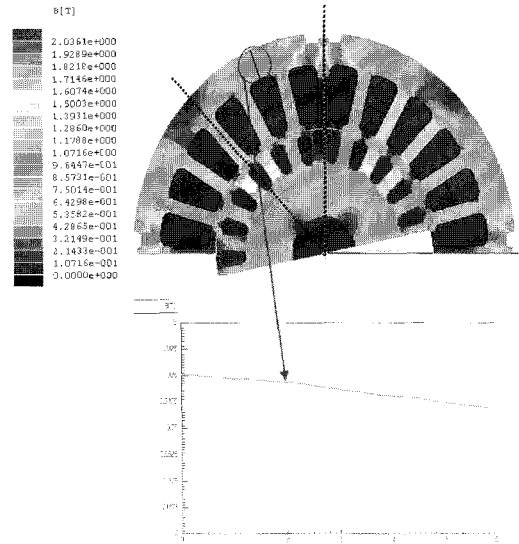


그림 4.7 슬롯 면적 증가 모델의 유한요소 해석
Fig. 4.7 FEA of stator slot area increased model

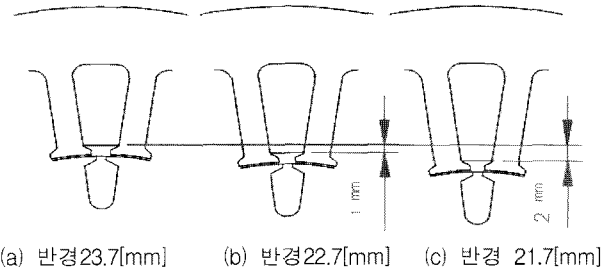


그림 4.8 고정자 및 회전자 형상
Fig. 4.8 Shape of stator and rotor

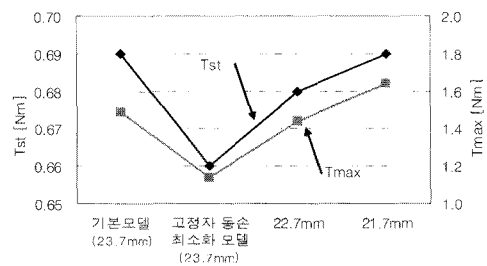


그림 4.9 회전자 반경에 따른 기동토크와 정동토크 특성
Fig. 4.9 Starting and maximum torque characteristics according to rotor radius

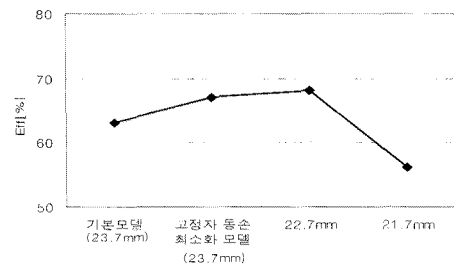


그림 4.10 회전자 반경에 따른 효율특성
Fig. 4.10 Efficiency characteristic according to rotor radius

그림 4.11에는 정동토크개선을 위하여 제작한 고정자 내경 축소모델의 시작품 사진을 나타내며, 그림 4.12는 최종적으로 고정자 내경을 축소한 모델의 시뮬레이션 해석과 실험을 통한 효율측정결과를 비교하여 나타냈다. 이 때 정격운전점에서의 효율은 시뮬레이션 시 69.5[%] 이며 실험측정 시 70.1[%]이다. 시뮬레이션 해석결과와 실제 실험결과가 약간의 오차가 발생하고 있으나, 대체로 잘 일치함을 알 수 있다.

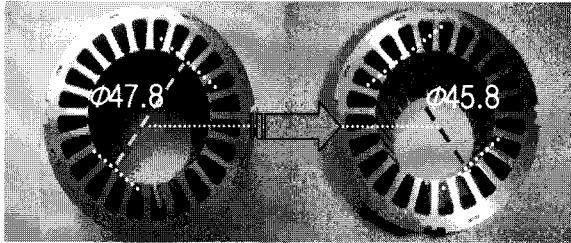


그림 4.11 시제품(고정자 내경 축소) 제작
Fig. 4.11 A prototype of the SPIM

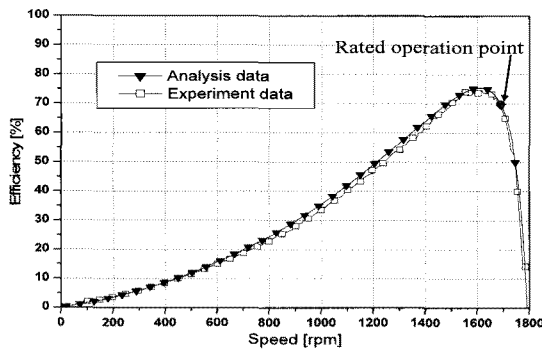


그림 4.12 최종설계모델(고정자 내경 축소) 해석, 시작품 실험 효율특성 비교
Fig. 4.12 Comparisons of analysis and experiment efficiency characteristic of proposed model

표 4.1에는 기본모델과 최종설계과정을 통해 얻은 고정자 내경 축소에 따른 최종설계모델의 사양 및 특성을 비교하였다. 최종설계모델의 기동토크와 정동토크는 기본모델의 수준을 유지하면서 효율측면에서 6.6[%] 향상시켰다.

표 4.1 기본모델과 최종설계모델의 특성 비교
Table 4.1 The specification and characteristic of the previous and proposed model

	기본모델	최종설계모델
고정자 외경	84[mm]	84[mm]
고정자 내경	47.8[mm]	45.8[mm]
주권선 선경	0.4[mm]	0.45[mm]
보조권선 선경	0.4[mm]	0.45[mm]
권선면적 (주권선,보조권선)	17.09/18.59[mm ²]	24.17/23.54[mm ²]
커패시터 용량	6[uF]	5.5[uF]
기동토크	6.45[kgfc _m]	6.63[kgfc _m]
정동토크	13.2[kgfc _m]	13.5[kgfc _m]
정격효율	63.5[%]	70.1[%]

3. 결 론

본 논문에서는 고효율 단상유도전동기의 설계를 위해, 이상적인 조건인 자기적 평형상태를 단상운전에서 구현하기 위한 조건을 유도하였고 특성을 분석하였다. 이로부터 평형운전에서 발생하는 현실적 문제점을 고찰하였고 이를 해결하며 고효율 전동기의 설계기준이 될 수 있는, 준 평형운전 조건 및 고정자 동손최소화조건을 도출하였다. 이 때, 고정자 동손최소화조건으로부터 주권선과 보조권선의 슬롯점유율이 동일해야 함을 유도할 수 있었다. 준 평형설계를 적용한 전동기는 비교적 큰 폭의 효율개선이 기대되지만 추가적으로 기동특성의 악화를 동반하게 된다. 따라서 기동토크를 고려한 최적설계가 요구되었고 제안된 준 평형설계 방법을 기반으로 운전커패시터 Cr과 회전자저항 R2를 변수로 하여 기동과 고효율조건을 만족하는 최적 설계기법을 제안하였다. 추가적인 효율 향상 및 기동, 정동토크 특성을 만족하기 위하여 고정자 슬롯 및 회전자 형상, 직경 변화를 통하여 최적 설계를 하였으며, 시작품 제작 및 실험을 통한 특성을 측정, 고찰하였다. 이상과 같이 고효율설계를 위해 회로정수를 이용한 해석적 방법을 기반으로 정격운전 점에서의 고효율운전의 여부를 확인하고, 기동특성을 고려한 최적 점을 찾는 설계과정을 단순화하였다. 측정결과로부터 설계결과가 예상에 잘 부합하는 것을 확인함으로써 설계방법의 타당성을 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] Aldo Boglietti, Andrea Cavagnino, Luca Ferraris, Mario Lazzari, and Giorgio Luparia, "No Tooling Cost Process for Induction Motors Energy Efficiency Improvements", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 3, May/June 2005.
- [2] A. H. Bonnett, "The benefits for allowing for increased starting current in ac squirrel-cage induction motors," in Proc. 37th IEEE/IAS Petroleum and Chemical Industry Conf., Sept. 10 - 12, pp. 93 - 98, 1990.
- [3] 이성근, "산업부문의 고효율유도전동기 보급실태 조사 및 활성화 방안 연구", 에너지경제 연구원, 2003. 12.
- [4] A. Arkio, "Analysis of induction motors based on the numerical solution of the magnetic field and circuit equations", Act Polytechnica Scandinavica, Elect. Ser, no.59, pp.3-39, 1987.
- [5] P. C. Krause, "Analysis of Electric Machinery", New York, McGraw-Hill, pp.361-394, 1987.
- [6] P. H. Trickey. "Design of capacitor motors for balanced operation" Transactions of the AIEE, v.51 no.3, pp.780-785, 1932.
- [7] Cyril G. Veinott, Theory and design of small induction motors, McGRAW-HILL, pp.447-452, 1959.

저 자 소 개



백 수 황 (白 守 黃)

1982년 2월 24일생. 2005년 한양대 전자 컴퓨터공학부 졸업. 2005년~현재 동 대학원 전자전기제어계측공학과 석박사통합과정.

Tel : 031-409-1277

Fax : 031-409-1277

E-mail : ryanpaek@hanmail.net



김 병 택 (金 炳 澤)

1969년 2월 10일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동대학원 전기공학과 졸업(공박). 2001년~2002년 삼성전기 종합연구소 CAE팀 선임연구원. 2002년~2005년 LG전자 DA연구소 요소기술그룹 책임연구원. 2005년~현재 국립군산대학교 전자정보공학부 조교수.

Tel : 063-469-4744

E-mail : btkim@kunsan.ac.kr



권 병 일 (權 丙 一)

1956년 2월 1일생. 1981년 한양대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 일본 동경대 대학원 졸업(공박). 1990년 도시바(주) 시스템 소프트웨어 연구소 연구원. 1991년 한국 기계연구소 자기부상열차사업단 선임연구원. 2001년 University of Wisconsin-Madison 객원교수, 1991년~현재 한양대학교 전자컴퓨터공학부 교수.

Tel : 031-400-5165

Fax : 031-406-5073

E-mail : bikwon@hanyang.ac.kr