

## Experimental Verification for Optimal Efficiency Model of Inverter-Fed Induction Motor

金在佑\* · 金炳澤\*\* · 權丙一\*\*\*  
(Jae-Woo Kim · Taek-Byung Kim · Byung-Il Kwon)

**Abstract** - The optimal design of the rotor slot for inverter-fed induction motor was performed. The purpose of the paper is to verify the optimal point by experiment. A sensitivity analysis is performed, and the models near to an optimal point are selected. In the selecting process of models, 2 design variables with high sensitivity are selected out of 5 design variables. On the basis of the selected variables, 2 models near to the optimal point are decided. The time-step F.E.A and the experiment are performed. Optimal point and performance improvement of the optimal mode are verified.

**Key Words** : Inverter, Induction motor, Rotor bar, Optimization, Design variables

### 1. 서 론

최근 가변속 주파수 유도 전동기의 수요 증가와 더불어 전동기 성능 향상을 위한 최적 설계가 요구된다. 가변 주파수 유도 전동기인 인버터 구동 유도 전동기는 기동 토크 영역을 사용하지 않으므로 회전자 바의 저항을 낮게 설계하여 효율을 증가시킬 수 있으나, 인버터 출력 전압에 포함된 시간 고조파의 영향으로 동손과 철손이 증가한다[1]. 인버터 구동 유도전동기의 성능 향상을 위하여 시간 고조파의 영향을 고려한 회전자 슬롯 형상의 최적 설계와 이 결과에 대한 실험적 검증이 요구되어진다.

유도 전동기의 일반적인 해석 방법으로 등가회로법과 유한요소 해석 방법을 사용하는데, 전자는 복잡한 형상 해석이나 정확한 전자기 현상 예측에 어려움이 있는 반면, 후자는 해석 시간이 길다는 단점이 있다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 상용 주파수 구동 3상 유도 전동기에 대해 회전자 1 슬롯 경계조건을 이용한 유한요소 해석 기법이 제안되었다[2]. 이 이론을 토대로 비정현파 인버터 출력 전압을 등가정현파 전압으로 변환하여 인가한 유도 전동기의 회전자 슬롯 최적화 설계 방법을 제안하였고, 또한, 회전자 1 슬롯 유한요소 해석 방법을 적용한 고조파 등가회로 중첩 방법을 최적 설계에 사용하였다[3],[4].

시뮬레이션으로부터 얻은 최적 설계의 결과를 가지고 실험을 시행하였을 때 전동기의 외적 요인(주변 환경)이나 내적 요인(설비 혹은 공정)으로 인한 오차가 발생 될 수 있기

때문에 이상의 연구 결과에 대한 최적점 확인이 필요하다.

이를 위하여 본 논문에서는, 첫째로, 목적 함수에 대한 설계 변수의 민감도 분석을 시행하고, 이 결과를 토대로 최적점 근방 모델을 선택한다. 둘째로, 각 모델에 대한 시간차분 유한요소 해석과 실험을 수행한다. 본 결과를 토대로 최적 모델과 근방 모델의 특성 차이를 비교하고 최적점 확인과 최적 모델의 성능 향상을 확인한다.

### 2. 민감도 분석에 의한 근방 모델 선택 방법

인버터 구동 유도 전동기의 1 슬롯 회전자 최적 설계 모델을 제안한 바 있다[4]. 이는 회전자 슬롯의 최적 형상 설계로 주파수 60Hz에서 인버터 6 스텝 구형파 출력 전압[5]에 포함된 시간 고조파 손실 및 회전자 바 손실을 최소화하여 효율을 향상시킨 모델이다.

본 논문은 1 슬롯 회전자 최적 설계의 결과를 토대로 민감도 분석을 하고 설계 변수를 지정한다. 시뮬레이션에서 얻은 최적 설계 변수를 기준으로 실험에서의 설계 변수에 대한 오차 범위를 정한다. 설계 변수의 오차 범위를 정한다. 설계 변수의 오차 범위는 최적점을 중심으로  $-0.2\text{mm}$ 에서  $+0.2\text{mm}$ 로 한다. 이 오차 범위의 최소와 최대 값을 이용하여 최적점 근방의 비교 모델을 선택하고, 이를 토대로 샘플을 제작한다. 최적 효율 확인을 위하여 실험을 수행하고 모델들의 성능을 비교한다.

#### 2.1 회전자 1 슬롯의 최적 설계 모델[3]

인버터 구동 유도 전동기의 최적 설계를 실시하였고, Fig.1에서 초기 모델과 최적 모델의 회전자 1 슬롯 형상을 비교해 볼 수 있다.

\* 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 : LG電子 DA研究所 前任研究員 · 工博

\*\*\* 正 會 員 : 漢陽大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 2003年 5月 14日

最終完了 : 2004年 3月 26日

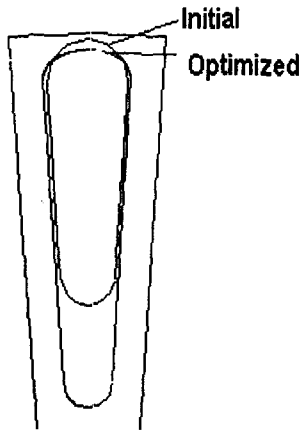


그림 1 초기 형상과 최적 형상의 1 슬롯 형상 비교  
Fig. 1 Comparison between initial and optimal slot shape

최적 모델은 초기 모델과 비교하여 회전자 슬롯 상부와 외경과의 간격인 브리지가 늘어나고 회전자 슬롯 상단 폭이 증가 했으며 슬롯의 길이가 회전자의 중심 방향으로 증가하였다. 결과적으로 회전자 슬롯 면적이 증가하고 슬롯과 슬롯 간의 폭이 감소했다.

2.2 설계 변수

인버터 구동용 유도 전동기의 회전자 1 슬롯 형상과 관련된 5개의 설계 변수는 Fig. 2와 같다.

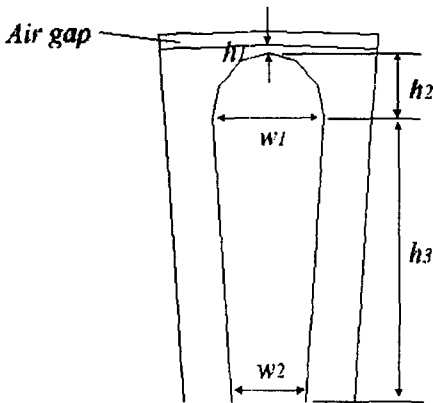


그림 2 회전자 슬롯 형상 설계 변수  
Fig. 2 Design variables for 1 rotor slot

- H1 : 슬롯 상단과 회전자 외경 간 브리지 폭
- H2 : 슬롯 상단부 높이
- H3 : 슬롯 중간부 높이
- W1 : 슬롯 상단 폭
- W2 : 슬롯 하단 폭

최적화된 형상 설계 변수의 값을 초기 모델의 변수 값과 Table 1에서 비교해 볼 수 있다.

표 1 초기 모델과 최적화 모델의 설계 변수 비교

Table 1 Comparison between initial and optimal design variables (mm)

	H1	H2	H3	W1	W2
초기모델	0.20	1.73	7.01	3.45	2.45
최적모델	0.68	0.84	13.00	3.81	2.01

설계 변수, H1, H3, W1,이 초기 모델과 비교하여 각각 0.49mm, 5.99mm, 5.36mm 만큼씩 증가했다는 것을 알 수 있다. 이는 인버터 구동 유도 전동기에서 기동 토크의 영역을 사용하지 않으므로 효율 향상을 위하여 회전자 바의 단면적에 직접적인 영향을 주는 설계 변수인 H3의 값을 초기 값 보다 증가시켰다는 것을 나타낸다.

2.3 민감도 분석

변위 경계 내에서 설계 변수에 대한 목적 함수의 민감도를 분석한다. 여기서 가장 민감한 2개의 설계 변수를 선정한다. 민감도 분석 방법으로 회전자 1 슬롯 주변 경계 조건에 의한 유한요소 해석 방법을 사용하여 설계 변수와 목적 함수와의 관계를 조사 한 후, 목적 함수 값의 변화에 민감한 2개의 설계 변수를 선정한다. 이때 최적점의 설계 변수 변위 값을 0으로 하고, 이 값을 함수 값을 중심으로 변위 경계 내 설계 변수 변위 값에 따른 목적 함수 값의 변화를 증감 추이 곡선을 사용하여 나타내면 Fig. 3과 같다.

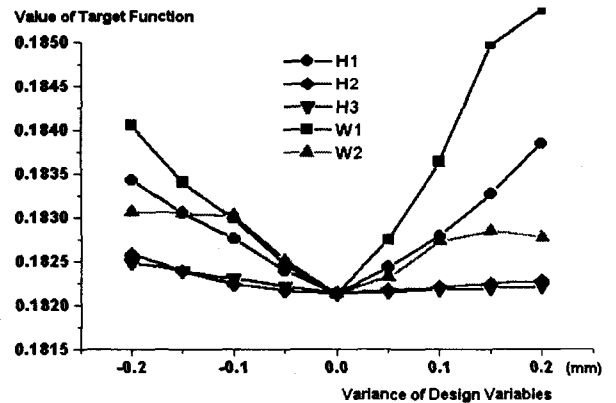


그림 3 최적점 근방 설계 변수 변위에 대한 목적 함수  
Fig. 3 Value of the target function near to optimal point

목적함수 값(value of target function)은 인버터 구동 유도 전동기의 효율과 최대 토크에 의해 구성된 식으로부터 얻어진 값이다[3].

설계 변수 W1은 변위 경계 내에서 다른 설계 변수보다 치수 변화에 대해 가장 큰 폭의 증감을 보인다. H1과 W2의 곡선 비교에서 -0.1mm에서 0.0mm 구간의 변위에서는 W2가 H1보다 더 큰 기울기를 나타내고 그 이외의 구간에서는 더 낮은 기울기를 보여준다. 설계 변수의 변위 구간 내 평균 기울기 값이 Table 2에 나타난다.

표 2 설계 변수의 평균 기울기 값

Table 2 Average incremental values for design variables (value of target function/mm)

	H1	H2	H3	W1	W2
기울기	0.79	0.16	0.12	1.64	0.57

Table 2의 값은 설계 변수의 변위 내에서의 기울기 정대 값의 평균값이고, 이것은 설계 변수의 변화에 대한 목적 함수 변화의 민감도를 나타낸다. W1은 1.64로 5개의 설계 변수 중 가장 기울기가 크고, H1의 평균 기울기 값은 W2의 값보다 0.22만큼 더 크다. 설계 변수 변위 값에 따른 목적 함수 누적 기울기 절대 값의 곡선은 Fig. 4와 같다.

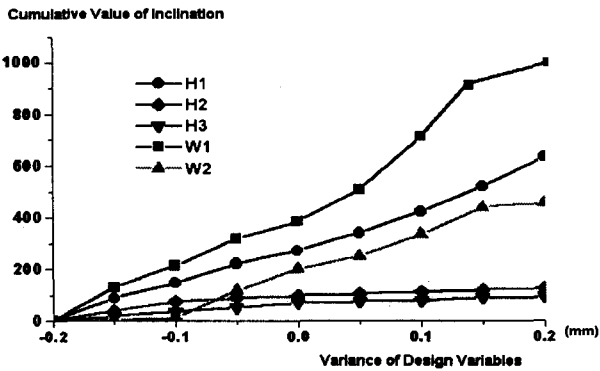


그림 4 변위 내 목적 함수 변화 값에 대한 누적 곡선  
Fig. 4 Accumulation values of inclinations

여기서 설계 변수의 변위 -0.2mm에서 최적점 0.0mm까지의 누적 기울기 절대 값을 비교하려면 설계 변수 변위 값 0.0mm에 해당하는 목적 함수 누적 절대 기울기 값을 비교하면 된다. 설계 변수의 변위 내에서의 누적 기울기 절대 값을 비교하려면 변위 값 0.2mm에서의 값을 비교하면 되는데, Fig. 4로부터 W1이 가장 크고 그 다음으로 H1, W2, H2, H3의 순이다.

민감도 분석의 결과로 최적점 근방 모델의 선택을 위하여 설계 변수의 변위 경계 내에서 가장 큰 민감도를 보이는 W1과 H1을 선정한다. 이 두 설계 변수 중에서 W1은 슬롯 상단의 폭이고 평균 기울기 값은 1.64이고, H1은 슬롯 상단과 회전자 표면 사이의 브리지 폭으로 평균 기울기 값이 0.79이다. 인버터 출력 구형과 전압이 인가 된 유도 전동기의 효율은 최적점 근방에서 이 변수의 변화에 민감하게 작용한다.

이에 대한 정성적 분석은 다음과 같다. 6-step 구형과 전압에 포함된 시간 고조파를 고려할 때 이 두 설계 변수의 변화가 효율에 미치는 영향은 다음과 같다[6]. 회전자 슬롯 상단과 외경 사이의 간격(H1)이 넓어질수록 고조파 누설 인덕턴스가 증가하고 고조파 회로의 2차측 전류가 감소하게 되므로 고조파로 인한 손실이 줄어들게 된다. 회전자 바의

상단 폭(W1)은 감소 시 슬롯 단면적을 감소시키나, 한편으로는 회전자 바 간의 치 간격을 증가시키므로 자기 인덕턴스가 증가하므로 입력 전류를 감소시킬 수 있다. 반면에 슬롯 상단 폭이 지나치게 증가하게 되면 정격 속도에서 회전자 주파수가 낮아지면서 회전자 치의 포화가 발생할 수 있으며 이로 인하여 자기 인덕턴스가 급격히 감소하게 된다. 효율의 변화에 민감한 설계 변수가 최적점에 가까운 곳에서 최적점으로 접근 할수록 코어와 회전자 바의 손실이 최소화된다.

근방 모델을 선택하기 위하여 설계 변수 변위 경계의 최소 값과 최대 값을 W1과 H1의 값으로 한다. 최적점 근방 모델 선택의 근거가 되는 두 설계 변수의 값이 Fig. 5에서 나타나있다.

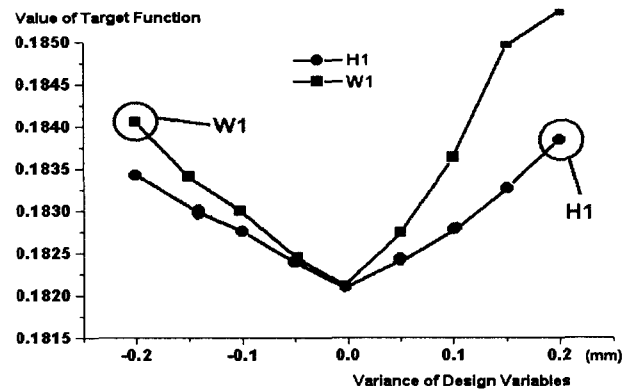


그림 5 선정된 설계 변수 H1과 W1의 기울기 곡선  
Fig. 5 Inclinations of selected design variables, H1 and W1

근방 모델 설계 방법으로 민감한 2개의 설계 변수 값 중 1개의 값을 정하고 나머지 4개의 형상 변수의 값은 최적점의 값으로 한다. 이러한 방법으로 선택된 2개의 근방 모델은 Table 3과 같다.

표 3 초기 및 최적과 근방 모델의 비교

Table 3 Comparison of initial, optimal, and two near models

	초기모델	최적모델	W1 관련 근사 모델	H1 관련 근사 모델
H1	0.20	0.68	0.68	0.88
W1	3.45	3.81	3.61	3.81

6-step 구형과 전압을 해석 조건으로 하여 샘플 제작 및 실험에 앞서 최적 설계 모델과 2개의 근방 모델에 대한 시간차분 유한요소 해석을 수행하였다. 전동기의 회전 속도를 1730 rpm으로 고정하고 해석하였으며, Fig. 6에서 토오크 파형을 비교하였다.

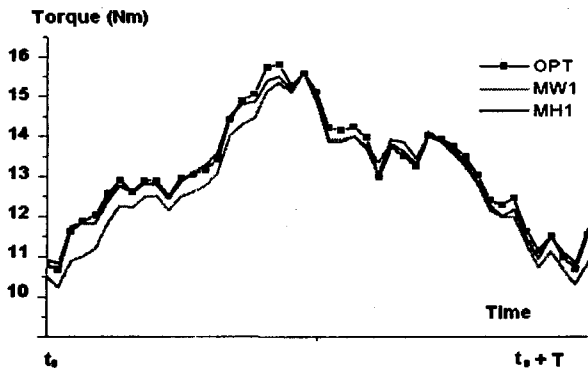


그림 6 시간차분 유한요소 해석에 의한 토오크 특성 비교  
Fig. 6 Comparison of torque characteristics by F.E.A

T : 주기  
OPT : 최적 모델  
MW1 : W1 관련 근방 모델  
MH1 : H1 관련 근방 모델

그림에서 보는 바와 같이 최적 모델의 토오크 파형은 최적점 근방의 모델 보다 일부 구간을 제외하고 상위에 있는 것으로 나타난다. 최적점 근방의 모델의 토오크 맥동 주파수를 스펙트럼 분석을 통하여 Fig. 7에서 비교하였다.

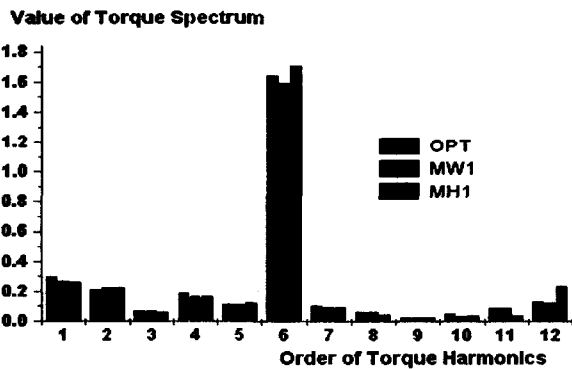


그림 7 토오크 스펙트럼 비교  
Fig. 7 Comparison of torque spectrum

Fig. 7의 토오크 맥동 주파수 분석 결과에서 6차 고조파 토오크 맥동이 가장 크게 나타났는데, 이는 인버터 6-step 구형파 전압에 포함된 시간 고조파 영향에 의한 것이다. 6차 고조파에서 최적 모델의 시간 고조파 성분이 H1과 관련 근방 모델 보다는 작게 나타났으나, W1과 관련 근방 모델 보다는 더 크게 나타났다.

설계 변수 W1과 H1의 최적점 근방에서 철손과 2차측 동손의 변화 추이는 Fig. 8, 9와 같다.

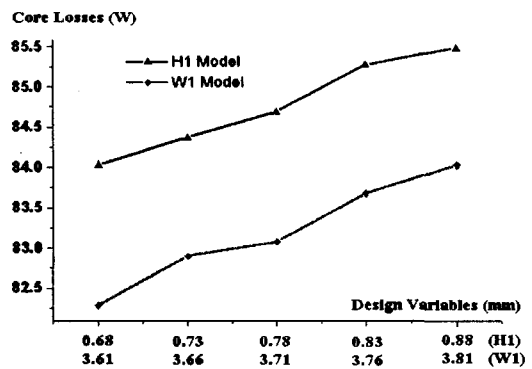


그림 8 설계 변수 변화에 따른 철손  
Fig. 8 Core loss according to design variables

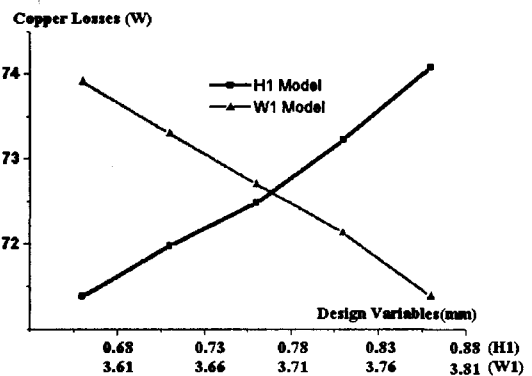


그림 9 설계 변수 변화에 따른 2차측 동손  
Fig. 9 Rotor bar loss according to design variables

설계 변수의 값이 커짐에 따라 철손의 경우 H1과 W1 모두 손실이 증가하는 추세로 나타났고, 2차측 동손의 경우 설계 변수 H1의 손실은 완만하게 증가하는 한편 W1의 손실은 급격히 감소하는 것으로 나타났다.

### 2.5 실험 결과

인버터 구동 유도 전동기의 최적 모델 특성을 초기 및 근방의 모델 특성과 비교하기 위하여 Fig. 10과 같이 측정 장비를 사용하여 실험을 수행하였다.

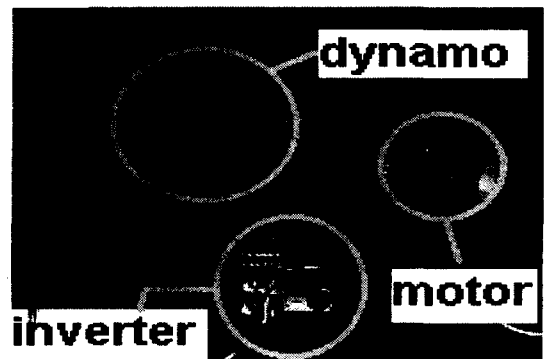


그림 10 다이내모와 인버터  
Fig. 10 Dynamometer and inverter

실험의 위해 삼상 교류 유도 전동기를 구동하기 위한 220V 인버터를 측정 설비와 dynamometer 사이에 연결하였다. 전 부하 조건에서 유도 전동기와 인버터를 연결한 후 초기 정수의 설정을 위하여 인버터 단말기에 입력 주파수 60Hz, 220V, 6-step의 전압을 인가한다. 다음으로 인버터 전압을 다이내모에 장착된 유도 전동기에 인가한다. 계기판의 토오크 값이 8.4Nm가 될 때까지 토오크 값을 증가시킨다.

속도 제어용 유도 전동기는 그 사용 용도에 따라 주로 사용되는 주파수 영역이 다르다. 일반 공업 현장 설비용으로 1,000 rpm에서 2,000 rpm 내에서 주로 운전이 되므로, 이 점을 감안하여 샘플의 주파수를 각각 30, 40, 50, 60 Hz에서 실험하였고, 그 결과를 토대로 각 모델의 효율을 Fig. 11에서 비교하였다.

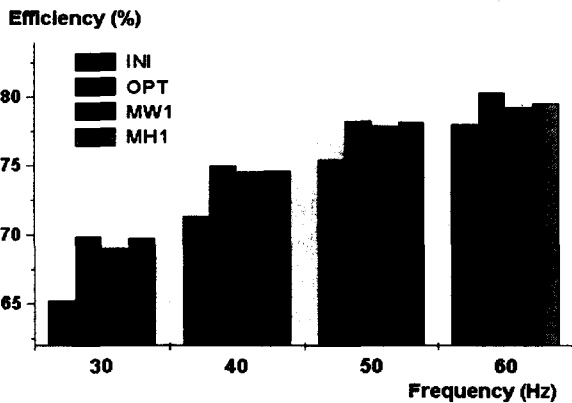


그림 11 실험에 의한 주파수대별 효율 특성 비교(30~60Hz)  
Fig. 11 Comparison of efficiencies by experiment

최적 모델과 근방 모델과의 효율 차이가 60Hz에서 다른 주파수와 비교하여 가장 높고, 30Hz에서 최적 모델과 초기 모델의 효율 차이가 다른 주파수에서 보아 현저하게 나타난다. 60Hz에서의 최적 모델의 효율과 근방 모델과의 효율 차이는 50Hz에서의 효율 차이 보다 더 크게 나타나고, 40Hz에서 근방 모델 간의 효율 차이가 더 크게 나타나지 않는다. 근사 모델 간의 비교에서 H1 관련 근방 모델은 W1 관련 근방 모델 보다 더 큰 효율을 나타내는데, 이는 슬롯상단 폭이 최적점 이상으로 증가하면서 슬롯 사이의 포화는 감소하지만, 반면에 슬롯 면적의 감소로 인해 동손의 증가가 효율에 더 크게 작용한다. 브리지 관련 최적점 근방 모델에서 슬롯 브리지 폭을 최적점 이상 증가시키면 기본파 누설 인덕턴스의 감소로 인한 손실 증가가 고조파 누설 인덕턴스의 증가로 인한 손실 감소 효과 보다 더 크게 효율에 작용한다.

토오크가 8.4Nm에서 주파수대별 속도의 차이는 Fig. 12과 같다.

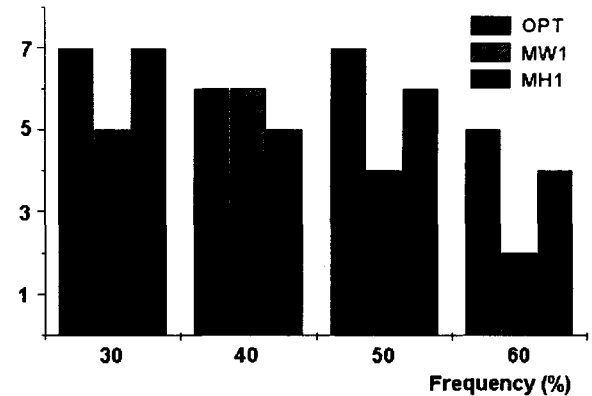


그림 12 실험에 의한 주파수대별 속도 차이 비교 (rpm)  
Fig. 12 Comparison of speed differences

실험에 의해 측정된 최적과 근방모델의 속도에서 초기 모델의 속도를 차감한 후, 이 차이를 비교하면 초기 모델의 속도에 대하여 최적과 근방 모델의 속도 증가 정도를 알 수 있고, 초기 모델을 기준으로 각각의 모델에 대한 속도 증가 정도를 주파수별로 비교해 볼 수 있다. 60Hz에서 최적과 근방 샘플의 초기 샘플에 대한 속도 차이는 다른 주파수보다 더 작게 나타난다. H1 관련 근방 모델은 60Hz, 50Hz, 30Hz에서 W1 관련 근방 모델보다 더 큰 속도 차이를 나타내나, 40Hz에서는 속도 차이가 1 rpm 만큼 더 작게 나타난다. 모든 주파수에서 최적 모델의 속도와 관련된 성능이 초기 모델보다 항상 우월하고 근방 모델보다는 같거나 1~4 rpm 정도 더 높다.

시간차분 유한요소 해석에서는 속도를 1730 rpm, 실험에서는 부하를 8.4Nm에 고정하였는데, 여기서 각각의 경우에서 최적 모델의 토오크와 속도의 특성이 근방 모델과 비교하여 더 우수하게 나타난다.

### 3. 결 론

실험을 통하여 초기 모델과 최적 모델의 특성 차이를 확인하였다. 또한, 최적 모델의 설계 변수에 대한 민감도 분석에 의해 근방 모델을 선택하였고, 최적 모델과 근방 모델에 대한 시뮬레이션 특성과 실험적 특성을 비교하여 최적점 확인을 하였다. 민감도에 의한 근방 모델 선택 방법을 최적점 확인 실험에 적용하면, 첫째, 실험에서 비교되는 근방 모델의 수를 최소화 할 수 있어 경제적이고, 둘째, 최적점 확인을 통하여 비교적 정확한 오차를 확인 할 수 있고, 이 결과를 토대로 시뮬레이션과 실험 간의 오차를 줄일 수 있다.

시간차분 유한요소 해석 방법에 의한 토오크 크기 비교에서 최적 모델의 토오크 값이 두 개의 근방 모델의 토오크 값 보다 더 크게 나타났고, 속도의 실험적 비교에서도 동일한 결과를 얻었다. 실험에서 최적 모델의 효율은 최적 모델과 비교하여 향상 되었고, 근방 모델과의 효율 비교에서 최적점이 확인되었다. 근방 샘플간의 특성 비교에서 시뮬레이션에 의한 결과가 실험에 의한 결과와 유사하다는 것을 확인하였다.

민감도 분석과 근방 샘플의 실험을 수행하여 최적점 확인

을 하였고, 인버터 구동 유도 전동기의 최적 설계와 해석 방법이 실험에서도 유효하다는 것을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] Hans. "The influence of load and rotor slot design on harmonic losses of inverter-fed induction motors", IEE, Proc. Of Int. Conf. On Electrical Machines and Drives, pp. 173-8, 1993
- [2] Michael J. Robinson B. Sc., "Finite element calculation of equivalent circuit parameters for induction motors", Imperial Collage of Science and Technology, London Nov. 1988
- [3] B. T. Kim and B. I. Kwon, "Optimal design of the rotor slot for the performance improvement of inverter-fed induction motors", The Korean Institute of Electrical Engineers, Fall Conference Paper, pp. 250-252, 2000
- [4] Eugene A. Klingshirn and Howard E. Jordan "Polyphase induction motor performance and losses on nonsinusoidal voltage sources", IEEE trans. on Power Appa. & Sys., pp. 624-631, March 1968
- [5] J. M.D. Murphy and F. G. Turnbull, Power Electronic Control of AC Motors, First Edition. 1988
- [6] H. P. Nee, "Rotor Slot Design of Inverter-Fed Induction Motors", Royal Institute of Technology, Sweden

저 자 소 개



김재우 (金在東)

1962년 8월 26일생. 1994년 미국 샌디에고 주립대학원 경영학 석사, 2000년~현재 한양대학원 전기전자제어계측공학 박사과정  
Tel : 031-683-6202, Fax : 031-683-2962  
E-mail : jwkimsmech@hanmail.net



김병택 (金炳澤)

1969년 2월 10일생. 1995년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 2001년~2002년 삼성전기 종합연구소 CAE팀 선임연구원. 2002년~현재 LG전자 DA연구소 선임연구원.  
Tel : 02-818-3588, Fax : 02-867-9629  
E-mail : kbtcej@lge.com



권병일 (權丙一)

1956년 2월 1일생. 1981년 한양대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 일본 동경대 대학원 졸업(공학박사). 1990년 도시바(주) 시스템 소프트웨어 연구소 연구원. 1991년 한국 기계 연구소 자기 부상 열차 사업단 선임연구원. 2001년 University of Wisconsin-Madison 객원교수, 1991년~현재 한양대학교 전자컴퓨터 공학부 교수.  
Tel : 031-400-5165, Fax : 031-406-5073  
E-mail : bikwon@hanyang.ac.kr