

**3상 인버터 구동 유도전동기의  
회전자 1 슬롯 최적설계에 관한 실험**

김재우\* 권병일\* 김병택\*\* 조용\*  
\*한양대학교 \*\* (주)LG전자

**Experimental Test for the Optimum Design of a Rotor Slot  
in Three Phase Inverter-fed Induction Motor**

J.W. Kim\*, B.I.Kwon\*, B.T.Kim\*\*, Y. Jo\*  
\*Hanyang University. \*\*LG Electronics Co.Ltd

**Abstract** - The optimum design technology using combind F.E.M and equivalent circuit is so fast and accurate that it can be applied to the optimum rotor design of an inverter-fed induction motor in high efficiency motor making industry. The optimum characteristics for a rotor slot model of a 3 phase inverter-fed induction motor was previously verified by a time-step F.E.M. In this paper, four verification models with the design variables near the optimum point are designed to chech whether the characteristics of a slot model presented is not less than those of the near models. The outputs of whole models are analyzed in a time-step Finite Element Method and compared in the experimental test. The economical and efficient selecting method of design variables for the computer simulation and experimental test is presented in order to assure the optimum point.

1. 서 론

가변 주파수 방식 유도전동기의 수요가 최근 늘어남에 따라 에너지 절약과 제품 수명연장을 위한 인버터 유도전동기의 성능 향상이 요구되어진다. 인버터 구동 유도전동기는 기동시 상용 주파수 구동 방식과 비교할 때 높은 기동 토크를 요구하지 않으므로 회전자 바의 저항을 낮출 수 있어 효율을 향상시킬 수 있으나, 반면 인버터 출력 전압에 포함된 고조파의 영향으로 열 손실이 발생한다. 그러므로, 인버터 구동 유도전동기는 설계 시 이러한 운전 특성을 고려하여야 한다.

해석 조건으로 정상상태에서 인버터의 구형 전압을 인가하였고, 인버터 유도전동기의 빠르고 정확한 해석 및 설계를 위하여 고조파 등가회로를 결합한 회전자 1 슬롯 유한요소 해석 방법을 고안하여 최적설계를 하였다. 본 논문에서는 경제적이고 실용적인 방법으로 이미 설계된 최적 점을 실험 결과와 비교하기 위한 새로운 설계 변수 선정 방법을 제시한다. 최적설계와 근사 모델의 시뮬레이션과 실험 비교를 통하여 누설 인덕턴스와 포화의 상태를 좀더 면밀하게 분석하고 특성을 비교, 검증을 한다.

2-1. 회전자 1 슬롯 유한요소 해석

유도전동기의 해석 방법으로는 일반적으로 두 가지 방법이 사용된다. 첫 번째는 등가자기회로를 이용하는 해석법이 있고 두 번째로는 수치해석법을 이용하는 해석 방법이 있다. 그러나 전자는 복잡한 슬롯 구조나 전자기 현상을 정확히 예측하기 어렵고, 후자는 해석 시간이 긴 단점이 있다. 이러한 단점을 보완하기 위하

여 1988년 University of London에서 1 슬롯 회전자 주기 경계조건을 이용한 유한요소 해석 방법에 대한 이론을 최초로 정립하였다[1]. 이 방법으로부터 3상 농형 유도전동기의 대칭적인 특징을 이용하여 전체 코어의 형상을 1 슬롯 회전자 형상으로 단순화한 모델을 가지고 인버터 가변 주파수 전원을 인가하여 유한요소 해석을 반복한다. 여기서 추출한 설계변수인 바저항과 누설 인덕턴스를 가지고 등가회로해석을 한다[2]. 이 결과로 얻은 최적화 설계 형상은 Fig. 1과 같다.

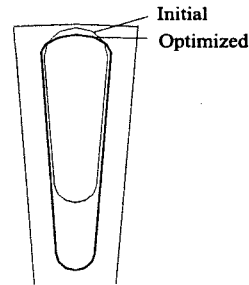


Fig. 1 회전자 1 슬롯 모델

인버터 구동 유도전동기는 상용 정현파 전원 구동 유도전동기와는 달리 정상상태에서 구형파 전압에 포함된 고조파로 인하여 전동기 내부에 소음과 열 손실을 유발시켜 효율을 저감시킨다. 이점을 개선하기 위하여 고조파 등가회로를 1 슬롯 유한요소법과 결합하는 인버터 전용 유도전동기 해석방법이 고안되었다.

2-2. 최적화 검증을 위한 근사 모델

앞서 기술한 1슬롯 주기경계를 이용한 유한요소법과 고조파 등가회로를 중첩하여 특성을 반복적으로 해석해야하기 때문에 해석 시간을 최소화하면서 결과 값을 정확히 산출해 내야한다. 1 슬롯 모델 해석 방법으로부터 얻은 최적화 결과는 이전 연구에서 시간 차분 해석 방법의 결과와 비교된바 있다. 본 논문에서는 최적화 설계의 실험적 검증을 위하여 기존에 제시한 5개의 형상 변수 중 설계에 가장 민감한 2개의 형상 변수로 축소 선정하여 그 특성을 비교하게 되는데, 이렇게 하기 위한 절차로서 우선, 최적점이 진행되는 방향으로

일정 구간을 설정하고, 그 영역에서의 형상변수와 특성간의 설계 민감도(상관계수)를 통계 방법을 이용하여 얻어낸다. 상관계수는 형상변수가 변함에 따라 설계된 모델의 특성이 선형적으로 변하는 정도인데, 이 방법을 사용하면 비교한 모델의 수를 최소화 할 수 있어 시간과 제조 비용을 절감 할 수 있다. 이러한 방법으로부터 선정된 2개의 확인 설계 변수를 미소 단위만큼 변화시켜 최종적으로 4개의 모델을 얻는다. 형상 설계변수를 선정하는 구체적인 방법은 아래와 같다.

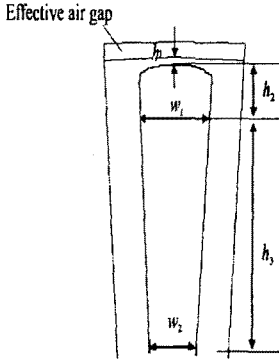


Fig. 2 최적화 형상의 설계변수

회전자 슬롯의 5가지 형상 설계 변수의 내용;

- h1 : bridge의 폭
- h2 : 슬롯 top head 부분의 길이
- h3 : 슬롯 body 부분의 길이
- w1 : 슬롯내부 상단의 넓이
- w2 : 슬롯내부 하단의 넓이

최적화된 회전자 슬롯은 위와 같이 5개의 형상 설계 변수를 가지고 있고 이들 중 특성에 크게 영향을 미치는 2개의 변수를 결정한다. 이러한 방법으로서 통계 package를 사용하여 각각의 상관계수를 산출하고, 이로부터 가장 큰 2개의 상관계수를 찾아서 이와 관련된 형상 설계변수를 중심으로 모델 설계와 샘플 제작을 한다. 선정된 변수와 상관계수와의 관계는 아래와 Table 1과 같다.

	h1	h2	h3	w1	w2
상관계수	0.9998	0.8534	-0.9999	0.8888	0.8446

Table. 1 설계변수 대 효율의 상관계수 비교

Table 1로부터 h1과 w1의 상관계수가 각각 0.99, 0.888로 다른 값들과 비교하여 볼 때 형상변수와 효율과의 상관관계가 같은 방향이면서 직선 관계가 더욱 강하게 나타남을 알 수 있다. 이로부터 얻은 h1과 w1의 치수를 최적 점으로부터 최적화 진행 방향으로

0.2mm 씩 각각 2 단계로 증감하여 확인 형상변수를 설정하면 최소 시뮬레이션 확인 모델과 실험 샘플로 최적 점을 검정할 수 있다.

여기서 h1과 w1이 인버터 구동 유도전동기의 회전자 형상 설계의 특성에 다음과 같은 영향을 미친다;

h1은 bridge 간의 간격이므로 이 사이를 통과하는 누설 인덕턴스는 식1에서와 같이 회전자 외경과 airgap의 경계상의 한 점인 b1점과 슬롯의 최 상당의 한 점인 b2점의 간격이 커질수록 증가한다. 고조파 성분을 포함한 인버터 구형파 전압이 전동기에 인가 될 때 고조파 등가회로의 2차측 누설 리액턴스가 기본파 등가회로의 2차 누설 리액턴스보다 Fig. 2.3에서 보는 것과 같이 고조파 차수배 만큼 증가하여 고조파의 영향을 감쇄시킨다[2]. 한편, w1은 회전자 슬롯내부 상단의 폭을 나타내는데, 이 변수의 증가는 상대적으로 슬롯상의 teeth 폭을 넓히므로 w1의 값이 감소함에 따라 teeth의 포화를 낮춘다.

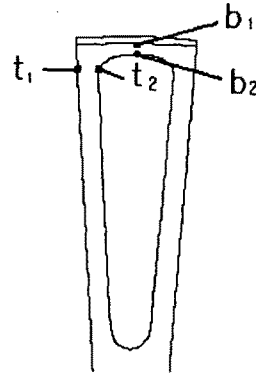


Fig. 3 bridge와 teeth의 인덕턴스 계산을 위한 위치

이제 2개의 형상 변수를 가지고 4개의 모델을 제작하기 위하여 우선, 5개 중에 선정된 2개의 설계 변수들을 이미 설계된 최적화 설계 변수들을 시작점으로 하여 확인 설계변수가 증감하는 방향 (최적화 진행방향)으로 하여 0.2mm 씩 증가시켰고 선정되지 않은 다른 변수들은 고정되었다. Table 2는 초기화 모델, 최적화 모델, 4개의 근사 모델의 설계변수들을 비교한다.

(단위:mm)

	초기	최적	모델1	모델2	모델3	모델4
h1	0.20	0.68	0.68	0.68	0.88	1.08
w1	3.45	3.81	3.61	3.41	3.81	3.81

Table 2 형상 설계변수 치수 비교

Table 2에 포함돼 있는 모델은 실험을 진행하기 전 사전 절차로 시뮬레이션을 통하여 토크와 토크맥동의 특성을 비교되었다.

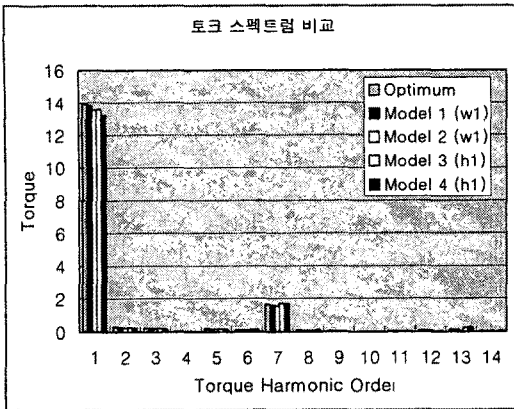


Fig. 4 최적모델과 근사모델 토크 파형 비교

초기와 최적화 모델을 포함한 6가지 모델에 대해 시간차분 유한요소 해석을 실시하였고, 안정상태에서 전부하 토크와 토크맥동의 특성을 구하기 위하여 속도를 정격에서 크게 벗어나지 않은 1730 rpm로 고정하고 부하를 8.4Nm로 하였다.

Fig. 4로부터 회전자 바 슬롯내부 상단의 변수 w1이 0.2mm씩 감소 함에 따라 1주기내 토크의 평균값이 0.01, 0.05mm 씩 감소하고 슬롯 bridge가 0.2mm씩 증가함에 따라 0.02, 0.04 씩 감소함을 알 수 있다.

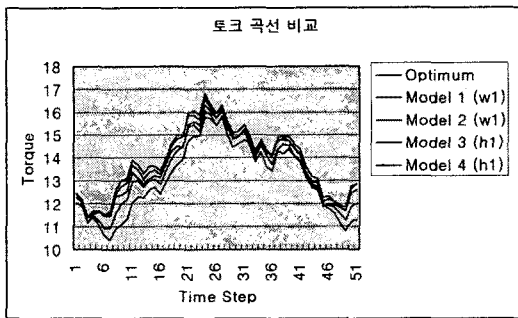


Fig. 5 최적모델과 근사모델 토크 스펙트럼 비교

토크맥동 비교표로부터 인버터 인가 전압에 포함된 시간 고조파 중 6고조파가 전체 모델 가운데서 가장 크게 나타나는데, 이는 정상상태에서 인버터 6 step 구형파 전압에 포함된 시간 고조파의 영향이 회전자와 고정자의 슬롯 개수인 36과 44의 조합으로 나타나는 공간고조파의 영향보다 더 크게 작용한다는 것을 알 수 있다. 최적 모델과 근사 모델을 6차 고조파를 기준으로 비교해 보면 teeth의 변화에 대하여는 평균토크의 감소 추이와 같이 나타나나, bridge의 치수 증가에 대하여는 오히려 최적화의 크기보다는 크고 다른 2가지 근사모델간의 크기는 큰 차이를 보이지 않는 것을 알 수 있다.

시간차분 유한요소 해석을 통한 결과로부터 4개의 근사 모델은 최적화 모델과 비교하여 볼 때 평균 토크의

크기가 더 작아짐을 알 수 있고, 토크 맥동에서 가장 현저하게 나타나는 6 고조파의 토크 맥동이 teeth폭을 늘릴 때 더 작아짐을 알 수 있다.

### 2-3. 최적화 검증을 위한 실험 결과 비교

실험 검증을 위하여 신명전기에 설치된 유도전동기 전용 측정기와 10Hp 이하 용량의 다이내모를 사용하였고, 가변속 주파수 제어를 위하여 지멘스 인버터를 측정기와 유도전동기 사이에 연결하였다. 전부하 상태에서 인버터 유도전동기의 특성을 측정하는 절차는 다음과 같다.

인버터의 입력 단말기에 초기 파라미터를 설정하기 위하여, 우선 인버터 주파수를 60Hz, 전압을 220으로 입력한 후 전동기가 구동이 되면 측정기의 토크를 2.6Nm에 고정하여 그때의 rpm, 전류, 전압을 측정하고 입력 전력을 산출하였다.

인버터 부착 실험은 범용 산업용 가변 주파수 구동 유도전동기의 경우 1000~2000 rpm 속도 영역 내에서 일반적으로 사용한다는 점을 고려하여 주파수대를 30~60Hz 이내에서 60, 50, 40, 30 Hz로 이산 주파수를 설정하여 각각 상태에서의 특성을 측정하였다.

실험 결과는 아래와 같다.

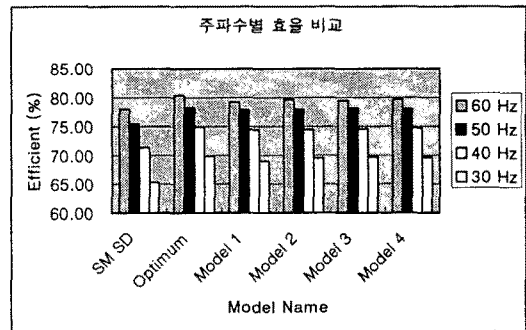


Table 3 효율 실험치 비교

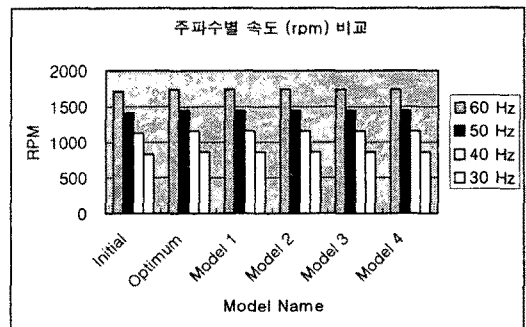


Table 4 초기, 최적화, 근사모델의 속도 비교

실험 결과로부터 슬롯내부의 상단 폭을 축소시킨 모델의 토크를 비교해 볼 때 관련된 2개의 근사모델은 최적화 모델에서 보다 토크의 크기가 감소하는 것으로 나타났으나 슬롯폭 감소 치수 범위, 0.4mm, 이내에서는 0.2mm를 감소시킨 모델의 토크 값이 0.4mm 감소시킨 것 보다 더 작게 나타났다. 이는 효율이 0.4mm 범위 내에서 슬롯 폭이 줄어들면서 회전자 바 동손이 증가하기 때문이다. bridge의 경우 공극과 슬롯간의 간격이 최적화 치수보다 증가할 때 기본과 누설 리액턴스의 증가로 bridge 사이의 코어손실을 증가시켰다고 볼 수 있다.

본 최적화 모델의 검증 실험에서는 전체 모델의 토크를 6.4Nm로 고정하여 전부하에서의 속도를 측정하였는데, 여기에서 4가지 근사 모델은 최적화 모델보다 속도에서 1~4 rpm의 감소를 보였다. 이는 앞서 실행한 시뮬레이션에서 속도를 정격에 가까운 1730 rpm을 고정하여 토크를 측정하였을 때와 같이 최적화보다 출력이 감소하는 것으로 나타났다.

### 2-3. 시뮬레이션과 실험 결과 검토

4가지 근사 모델을 가지고 시뮬레이션과 실험을 통하여 최적화의 검증을 하였다. 시뮬레이션의 결과로부터 안정상태의 1주기 평균 토크는 대체로 최적화를 벗어나 해당 변수의 치수가 각각 감소 혹은 증가함에 따라 그 값이 점진적으로 감소하는 추이를 보였고, 토크 맥동은 6고조파에서 가장 크게 나타났으나 bridge 폭이 증가할 때 2가지 근사모델의 6고조파 토크맥동 크기가 유사하게 증가하는 것으로 나타났다.

인버터 유도전동기의 4가지 근사모델을 토대로 제작한 샘플의 실험 결과로부터 효율이 최적화 치수로부터 각각 증감할 때 시뮬레이션의 결과와 동일하게 최적화의 효율값 보다 감소하는 것으로 나타났다. 그러나, 4가지 근사모델의 선정된 형상변수의 변화에 따른 추이는 슬롯 폭의 형상변수 모델에서 시뮬레이션의 값이 감소하나 실험의 값은 동일하게 나타났고 bridge의 경우는 유사하게 나타났다.

주파수별 특성 실험에서 경우 최적화 모델은 초기 모델에 비해 효율이 향상되었고, 특히 40Hz 이하 저주파 영역에서는 60Hz에서보다 효율의 격차가 더 큰 것으로 보아 최적화 모델은 저주파수에서 초기화 모델보다 고조파의 영향을 덜 받는 것으로 보인다. 4가지 근사 모델과 최적 모델의 비교에서 보는바와 같이 60Hz이하의 모든 주파수대에서 최적화 모델은 1%정도의 효율차이를 보이고 있으며, 슬롯 폭 변수 모델과 bridge 폭 변수 모델에서는 주파수대 마다 폭의 증감에 따른 감소 추이가 일정하게 나타나는데, 단 50Hz대의 모델 4와 5의 효율은 추세에 반대 방향으로 변화하였다.

### 3. 결론

최적화 설계 방법으로부터 얻은 결과는 시간차분 유한요소법과 그 결과의 특성 값을 비교하여 그 해석 및

설계 방법이 검증되었고, 이후 최적점의 확인을 위하여 경제적이고 효과적인 근사 확인 모델 설정 방법이 제안되었고, 이를 토대로 설계된 모델과 샘플을 가지고 시간차분 유한요소 해석과 실험을 통하여 이미 제안된 바 있는 설계변수의 최적점을 확인하는 것이 개발 초기 단계에서 필수적이다. 이는 인버터 전동기의 효율 특성이 미소 단위의 회전자 슬롯 설계 값의 변화에 대하여 민감하게 나타날 수 있으므로 연구 개발의 마지막 단계에서 신중하게 고려되어야하고, 이 과정에서 본 논문에서 제안한 방법을 사용하여 최적화 검증을 용이하게 할 수 있다. 추가적으로, 시뮬레이션의 결과에 대한 실험전 유의성 검증을 위하여 최적화 지점의 미소 구간을 정하여 가설검증을 실행할 수 있다.

### (참 고 문 헌)

- [1] Michael J. Robinson B. Sc., "Finite element calculation of equivalent circuit parameters for induction motors", Imperial Collage of Science and Technology, London Nov. 1988
- [2] Byung Taek Kim, "Rotor design for the performance improvement of inverter-fed 3-phase squirrel cage induction motors", Energy Conversion System, Hanyang University, Korea, Dec. 2000
- [3] S. Williamson and M. C. Begg, "Calculation of the bar resistance and leakage reactance of cage rotors with closed slots", IEE Proceedings, Vol. 132, Pt. B, No. 3, pp 125-132, 1985
- [4] S. Williamson and M. Robinson, "Calculation for bar resistance and leakage reactance of cage rotors", in Conf. Record Third Int. Conf. on Electrical Machines and Drives, London, pp. 106-111, 1987.
- [5] S. Williamson and L. H. Lim and M. J. Robinson, "Finite element models for cage induction motor analysis", IEEE trans. on Ind. Appl., Vol. 26, No. 6, pp. 1007-1017, 1990.
- [6] S. Williamson and M. J. Robinson, "Calculation of cage induction motor equivalent circuit parameters using finite elements", IEE proceedings-B, Vol. 138, No. 5, pp. 246-276, 1991.
- [7] S. Williamson "Induction motor modeling using finite elements", Proc. of Inter. on Electrical Machines, 5-8 Sep., Paris, France, pp. 1-8, 1994.
- [8] S. Williamson and M. C. Begg, "Analysis of cage induction motors -A combined fields and circuit approach", IEEE Trans. on Mag. MAG-21, 6, pp. 2396-2399, 1985