

인버터 구동 유도전동기의 회전자 슬롯형상 최적화

김병택, 권병일  
한양대학교 대학원

Slot optimization of cage rotor for Inverter-fed 3-phase Induction Motor

Byung Taek Kim, Byung Il Kwon  
Graduate School of Hanyang Univ.

**Abstract** - A simple analysis method for inverter-fed induction motor using F.E.M and equivalent circuit is proposed. And an optimum shape of rotor slot for 2Hp inverter-fed induction motor is determined by combining the proposed analysis method and an optimization algorithm. Conjugate gradient method is used for the optimization algorithm. The optimization is performed for higher efficiency and reduction of harmonic loss in the inverter-fed induction motor. The optimization results are verified by comparing with those of the time-step F.E.A and the experiment.

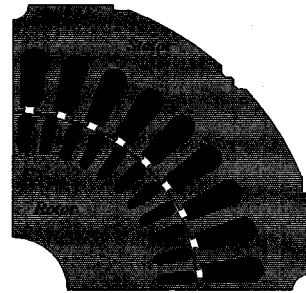


그림 1 설계모델의 초기형상

1. 서 론

유도전동기를 인버터로 구동하는 것은 가변주파수 구동용 목적으로 하며, 이 때 전동기의 운전패턴은 일정주파수 구동과는 매우 다르다. 따라서 유도전동기의 설계도 가변주파수 구동시의 운전패턴이 요구하는 조건에 맞추어 설계하는 것이 중요하다. 인버터를 이용한 가변주파수 구동 유도전동기의 설계조건을 일정주파수 구동조건과 비교해 볼 때 장, 단점이 존재하며 다음과 같다.

먼저 장점으로, 가변주파수 구동에서는 전동기의 기동 토크 영역을 사용하지 않으며, 이는 정현파 구동 조건과 비교하여 가장 큰 차이로서 전동기 설계에 큰 변화를 줄 수 있다. 즉 정현파 구동용 전동기 설계에는 일정한 기동토크 요구조건을 만족시키기 위해 불가피하게 회전자 저항을 크게 해야 하는데, 이는 효율을 감소시키게 된다. 반면에 가변주파수 구동용 유도전동기는 이 같은 불리한 조건 없이 설계할 수 있으므로 충분히 회전자 저항을 작게 하여 효율을 높일 수 있는 장점이 있다. 그러나 단점으로, 가변주파수 제어 위해 사용하는 인버터의 출력전압에는 다수의 고조파 성분을 포함하며, 이로 인해 고조파 동손, 철손의 증가와 온도상승 등의 악영향을 발생시키게 된다. 또한 고조파 손실을 저감하기 위해 누설 인덕턴스를 증가시키게 되는 경향이 있으며, 이는 정동 토크를 감소시키는 불리한 효과를 나타낸다[1].

따라서 본 논문에서는 가변주파수 구동시의 장, 단점을 고려하여 인버터 유도전동기의 효율향상과 고조파 손실을 저감시키며 정동 토크 조건을 유지하는 회전자 슬롯형상 최적화 설계방법을 제시한다. 설계모델로는 2마력급 유도전동기의 회전자를 대상으로 하였으며, 최적화 알고리즘으로 conjugate gradient method를 이용하였다. 최적화 과정 중에 설계변수의 반복적인 변화에 대해 많은 특성해석이 요구되므로 짧은 해석 시간과 인버터 구동시 전동기 특성을 정확히 계산할 수 있는 해석방법이 요구된다. 본 논문에서는 회전자 1슬롯피치영역의 유한요소해석을 통한 회로정수추출과 등가회로해석을 결합한 방법을 적용하여 해석시간을 단축시키고 정밀도를 향상시킨다 [2][3]. 제안된 방법으로 설계안을 결정하였고 이에 대해 시간차분 유한요소법을 통한 해석으로 설계안의 구동특성과 제안된 설계법을 검증하였다.

2. 설계 모델

최적설계는 2마력급 범용 3상 유도전동기의 회전자 슬롯형상을 인버터 구동에 적합하도록 재 설계하는 것을 목적으로 하였으며 그림1에 기존의 전동기형상을 나타내었고 표1에 사양을 제시하였다.

표 1 범용 유도전동기의 제원(정현파 구동시)

출력	2(Hp)	고정자 슬롯수	36
극수	4극	회전자 슬롯수	44
입력전압	220[V]	고정자내경	95[mm]
전원 주파수	60[Hz]	고정자외경	160[mm]
정격 속도	1720[rpm]	공극길이	0.35[mm]
정격 전류	6.5[A]	적층폭	80[mm]

3. 설계 방법

3.1 설계변수와 목적함수

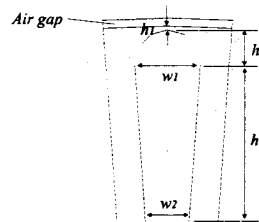


그림 2 설계변수

설계변수는 회전자 슬롯형상으로 그림 2와 같이 5개의 변수를 설정하였다. 목적함수는 정격운전시 전동기의 효율과 정동 토크의 합수로 결정하였으며, 식(1)과 같다.

$$\text{목적함수 } f(P) = \frac{1}{C_1} + C_2 \quad (1)$$

여기서  $C_1, C_2$ 는

$$C_1 = \frac{P_{out}}{P_{out} + W_{copper} + W_{wind} + W_{core}} \quad (2)$$

$$C_2 = \left| 3 - \frac{T_{pull}}{T_{rated}} \right| \quad (\text{if } \frac{T_{pull}}{T_{rated}} \geq 3 \text{ then } C_2 = 0)$$

이고,  $P_{out}$ 은 출력이다. 따라서  $C_1$ 은 출력대비 입력이 되고,  $C_2$ 로는 정동 토크가 NEMA기준인 정격대비 300 [%]이상이면,

목적함수에 영향을 미치지 않도록 하였다. 그리고 설계변수의 제약조건은 공정상의 한계 등을 고려하여 설정하였고 다음과 같다.

**제약조건**

- ①  $h_1 \geq 0.2$  [mm] : 폐 슬롯 가공의 한계고려
- ②  $h_2 \geq 0$  [mm]
- ③  $h_3 \geq 0$  [mm]
- ④  $h_1 + h_2 + h_3 \leq 15$  [mm]  
: 회전자 철심 자속밀도를 1.0[T] 이하로 결정

**3.2 최적화 기법**

다차원 문제에서의 conjugate gradient method를 이용한 최적화방법은 다 변수로 표현되는 점 P에서 함수 f(P)와 그 함수의  $\nabla f(P)$ 로부터 f(P)가 감소하는 방향을 결정하고 새로운 점 P를 찾는 순서를 반복하여 최종적으로 최소점 즉  $\nabla f(P)=0$ 인 점 P'을 찾게 하는 방법이다. 본 논문의 최적화 알고리즘은 IMSL사의 conjugate gradient method 모듈인 LCONF를 사용하였다.

**3.3 유한요소법과 등가회로를 결합한 특성해석 (2) (3)**

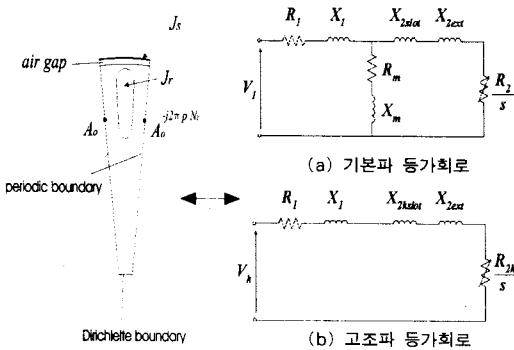


그림 3 슬롯 유한요소해석과 등가회로의 결합

최적화 설계의 과정에서 식(1)의 목적함수를 계산하기 위해서는 설계변수에 대한 전자기 특성해석이 필요하다. 그러므로 설계안의 신뢰도의 향상과 설계기간단축에 적합한 해석방법이 요구된다. 전자기의 특성계산은 등가회로법과 유한요소법이 주로 이용되고 있으나, 해석시간과 해석정밀도의 측면에서 장, 단점을 가지고 있다. 특히 인버터 구동특성을 해석하는 경우, 등가회로의 정밀도는 더욱 낮아지고 유한요소법의 해석시간은 매우 길어진다.

본 논문에서는 등가회로와 유한요소법의 단점을 보완하기 위해 그림 3과 같이 슬롯 피치 경계조건을 이용한 유한요소해석을 통해 인버터 구동시의 전자기 등가회로 정수를 산정하는 방법을 이용하였다[3]. 이 방법은 작은 해석영역에 대해 유한요소해석을 실시하므로 해석시간이 매우 짧으며, 철심의 포화 및 표피효과를 고려한 회로정수를 추출하게 되므로 비교적 정확한 해석이 가능하며 해석순서는 다음과 같다.

**Step 1** 해석하고자하는 전동기의 속도로부터 기본파 성분에 대한 슬립( $s_1$ )을 결정한다.

**Step 2** 인버터 전압의 고조파 성분을 고려한 등가 정현파 전압( $V_{eq}$ )을 인가하고 전동기 속도  $s_1$ 에 대해 1슬롯 영역의 유한요소해석을 시행하고 이로부터 회전자의 등가 철심투자율을 결정한다[2].

**Step 3** 인버터 전압을 푸리에(Fourier) 급수로 전개하여 기본파 및 고조파 성분의 합으로 표현하고, 각각의 성분에 대한 슬립( $s_k$ )를 결정한다.

**Step 4** 전개된 인버터 전압의 성분( $V_k$ )과 슬립( $s_k$ )에 대하여 슬롯피치경계조건을 유한요소해석을 시행하고, 고조파 성분별 회로정수를 각각 계산한다. 이 때 회전자 철심의 투자율은 Step 2에서 결정된 값이다.

**Step 5** 구성된 고조파 등가회로로부터 계산된 결과를 중첩시

켜 인버터 구동시의 전류, 동손 및 토크의 특성을 계산한다.

Step 2에서 등가 정현파 전압은 인버터 전압에 의한 철심의 포화를 고려하기 위해 기본파 성분과 고조파 성분의 합수로 정의되는 값으로 식(3)과 같다[4].

$$V_{\omega} = V_1(1+0.5 H_B) \quad (3)$$

여기서,  $H_B = \frac{1}{V_1} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_{6/\pm 1}}{6/\pm 1}$ ,  $V_1$ 은 기본파 전압,  $V_{6/\pm 1}$ 은  $6/\pm 1$ 차수의 고조파전압이다.

회전자 슬롯형상 최적화 순서도를 그림 4에 나타내었다.

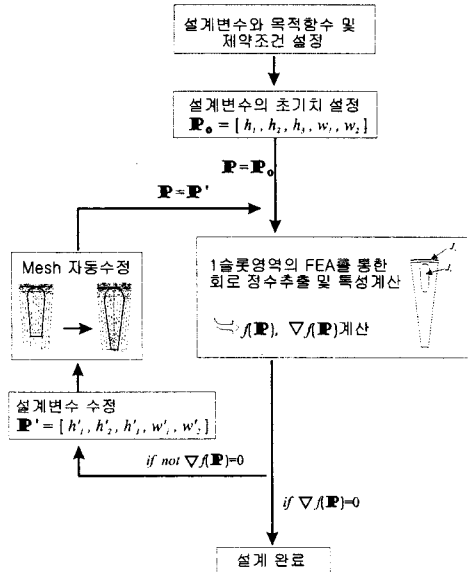
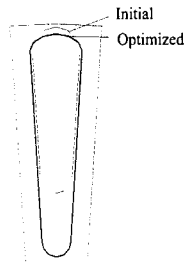


그림 4 슬롯 형상 최적화 순서도

**4. 최적화 설계**

**4.1 최적 슬롯 형상**

제시한 기법으로 최적화된 회전자 슬롯의 형상을 초기형상과 비교하여 그림 5에 나타내었다. 그림으로부터 회전자 슬롯의 면적이 초기치에 비해 상당히 증가한 것을 알 수 있는데, 이는 회전자 저항을 감소시키며 효율향상 효과를 나타내게 된다. 또한 회전자 치상단의 철심부분 길이( $h_3$ )가 증가한 것을 알 수 있는데, 이는 슬롯부분의 누설량을 증가시켜 인버터 전압의 고조파 성분에 의한 손실을 저감하게 된다.



설계변수	초기치	최적 설계치
$h_1$	0.2 [mm]	0.685 [mm]
$h_2$	1.726 [mm]	0.838 [mm]
$h_3$	7.01 [mm]	13.0 [mm]
$w_1$	3.452 [mm]	3.813 [mm]
$w_2$	2.446 [mm]	2.10 [mm]

그림 5 초기형상과 최적화 형상의 비교

**4.2 최적 설계 회전자의 특성**

그림 6에 슬롯피치 해석을 이용하여 계산한 초기형상과 최적형상의 바 저항 및 인덕턴스를 나타내었고 인버터 구동시의 특성을 표 2에 비교하였다.

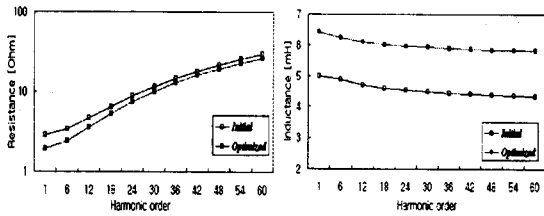


그림 6 바 저항과 인덕턴스의 비교

표 2 초기형상과 최적화 형상의 진동기 특성비교

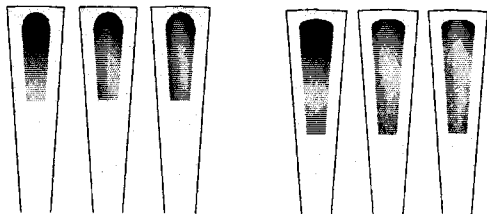
특성항목	초기설계치	최적설계치
정격슬립	4.7 [%]	3.5 [%]
효율	83.2 [%]	84.6 [%]
손실	201.8 [W]	170.4 [W]
기본파 동손	170.8 [W]	164.6 [W]
고조파 동손	21.0 [W]	16.7 [W]
정동토크	343.0 [%]	315.0 [%]

표 2로부터 정격속도가 1.2[%] 높아졌으며 효율은 1.4[%] 증가하였다. 또한 총 손실이 감소하였으며, 특히 인버터 구동 전압에 의한 고조파 손실은 21.0[W]에서 16.7[W]로 20.5[%] 감소하였다. 고조파 손실의 대부분이 회전자 슬롯 상단에서 발생하므로 국부적인 온도상승을 억제하게 된다. 이는 주로 회전자 슬롯면적의 증가와 누설 인덕턴스의 적절한 증가에 기인한다고 볼 수 있다. 또한 정동토크는 정격대비 343[%]에서 315 [%]로 감소하였지만 제약조건을 만족시키는 범위이다. 따라서 전체적으로 인버터 구동시 효율 및 온도가 향상된 전동기가 설계되었다고 할 수 있다.

회전자 1슬롯영역의 유한요소해석을 통하여 회전자 슬롯의 동손분포를 계산할 수 있으며, 초기형상과 최적설계형상에 대해 동손분포를 주파수별로 그림 7에 나타내었다. 그림으로부터 기본파성분에 의한 손실분포는 비교적 도체 전 영역에서 발생하지만 6고조파와 12고조파 성분의 경우는 표피효과에 의해 도체 상단에 집중되는 것을 알 수 있다. 이는 슬롯내의 국부적인 온도상승을 일으키며 열 용력을 발생시키게 된다. 그림으로부터 고조파성분의 손실 발생영역이 최적설계형상의 경우가 초기치에 비해 비교적 적은 것을 알 수 있으며, 따라서 온도상승 측면에서 유리하다.

초기형상

최적형상



(a) 1st (b) 6th (c) 12th (a) 1st (b) 6th (c) 12th

그림 7. 초기형상과 최적형상의 동손분포

### 4.3 시간차분 유한요소해석을 통한 검증

최적설계된 회전자 슬롯형상의 유도전동기에 대해 시간차분 유한요소법을 통해 제안된 특성해석방법과 최적설계안의 타당성을 확인하였다. 해석은 회전자의 초기 형상과 최적 형상에 대해 동일하게 8.4[Nm]의 부하조건과 인버터 전압으로 DC link 전압 281[V]를 인가하여 해석하였다. 그리고, 이 때 슬롯형상에 의한 영향만을 고려하기 위하여 스쿠슬롯은 없는 것으로 하였다.

그림 8에 동일부하 조건으로 해석하였을 때의 초기형상과 최적 설계치의 수렴속도를 나타내었다. 그림으로부터 초기형상의 경우 1728 [rpm] 부근에서 속도가 수렴하였다. 여기서 실제 전동기의 정격속도인 1720[rpm] 보다 높은 속도에서 수렴한 것은 스쿠슬롯의 효과를 무시하였기 때문으로 판단된다. 반면 최적 설계안의 경우 1728[rpm] 보다 높은 1752[rpm]의 속도에서 수렴하는 것을 알 수 있다. 이는 동일 부하 토크

조건으로 해석하였으므로, 효율이 좋을수록 높은 속도에서 수렴하게 되며 따라서 최적 설계형상의 출력특성과 효율 특성이 향상된 것을 의미하고, 표 2의 1슬롯해석의 결과와 부합한다.

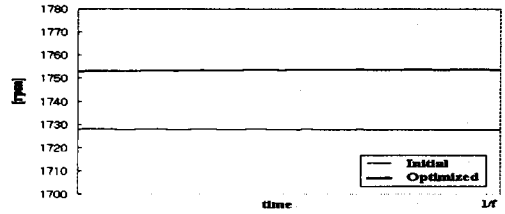


그림 8 초기형상과 최적형상의 일정부하시 수렴 속도 비교

그림 9에 최적설계된 회전자 바 도체의 손실을 초기치와 비교하여 나타내었다. 그림으로부터 초기치의 동손인 111[W]에 비해 제시된 설계안의 경우 76[W]로서 약 32[%]의 손실이 감소됨을 알 수 있으므로 효율 및 온도상승 면에서 개선되었음을 알 수 있다. 특히 슬롯상단의 철심부분 길이의 증가로 시간고조파의 주요소인 6고조파의 경우 상당히 저감되는데, 이는 슬롯 상단의 국부적인 온도상승 억제효과를 가진다.

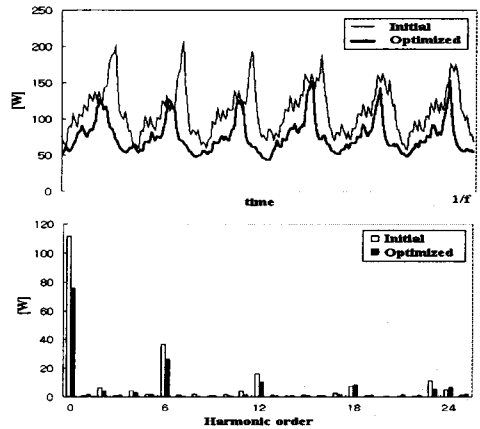


그림 9 초기형상과 최적형상의 회전자 동손비교

## 5. 결론

본 논문에서는 기존의 고조파동기회로 및 시간차분 유한요소법보다 해석시간 및 해석정밀도를 향상시킨 인버터 구동 유도전동기 해석법을 제시하였고, 제시한 해석방법과 최적화 기법을 이용하여 인버터 구동에 적합한 회전자의 최적설계를 시행하였다. 결과로부터 제안한 회전자 형상이 인버터 구동시 기존의 범용 유도전동기보다 효율을 향상시키며 고조파 손실 저감에 적합한 것을 알 수 있었으며, 제안한 설계방법이 인버터 구동 유도전동기의 설계에 매우 유용한 것을 확인하였다.

### (참고 문헌)

- [1] C. James Ericson, "Motor design features for adjustable- frequency drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 24, No. 2, pp. 192-198, 1988.
- [2] Williamson, M. J. Robison, "Calculation of cage induction motor equivalent circuit parameters using finite elements", IEE proceedings-B, Vol. 138, No. 5, pp. 264-276, 1991
- [3] 이진호, 김병택, 권병일, 박승찬, "슬롯피치 경계조건을 이용한 인버터 구동 유도전동기의 회전자 등가회로 정수 추출 및 특성해석", 대한전기학회 하계학술대회, pp. 632-634, 2000
- [4] Eugene A. Klingshin, Howard E. Jordan, "Polyphase induction motor performance and losses on non-sinusoidal voltage sources", IEEE Trans on Power and Systems, Vol. PAS-87, No. 3, pp. 624-631, 1968.