

사구슬롯이 있는 3상 농형 유도 전동기의 인버터 구동시 토오크 특성 및 회전자 바 동손분포 해석

論 文
49B - 12 - 4

Analysis of the Torque Characteristics and Loss Distribution of the Rotor Bar of an Inverter-fed Cage Induction Motor with Skewed Slots

金炳澤* · 權丙一** · 朴勝燦*** · 禹炅一§
(Byung-Taek Kim · Byung-Il Kwon · Seung-Chan Park · Kyung-Il Woo)

Abstract - In this paper, the torque characteristics and the bar loss distribution are analyzed when a general cage induction motor with skewed slots is fed by a 6-step inverter. For the electromagnetic analysis, time-stepping finite element method is used. And the multi-slice technique and sliding surface technique are respectively utilized to consider the skew effect and the rotation of the rotor. As a result, the effects of skewed rotor bar and the inverter output voltage on the characteristics of the torque and bar loss in the rotor are investigated. The simulation results are verified by measurement of flux density distribution axially in the stator teeth.

key words : cage induction motor, 6-step inverter, flux density, skew effect, skewed rotor bar

1. 서 론

최근 산업용 인버터 구동 시스템의 활용이 증대되는 추세로 국내의 경우, 전력전자부문의 연구활동은 상당히 활발하나, 인버터 전용 유도 전동기 자체의 설계 및 개발에 대한 연구는 미진한 편이다. 따라서 실제 시스템에서는 기존의 범용 유도 전동기를 사용하거나 고도의 정밀 제어용에는 전용 유도 전동기를 수입해 오는 경우가 많다. 정현파 구동을 조건으로 설계한 범용 유도전동기를 인버터를 이용하여 구동하는 경우에는 인버터 출력 전압의 시간고조파 성분에 의하여 철심의 포화는 물론 각종 손실의 증가로 인하여 고정자 권선 및 회전자 도체의 온도가 상승하게 된다. 또한 고조파 전자력에 의하여 소음이 증가할 뿐만 아니라, 인버터의 높은 스위칭 주파수에 의한 서지전압으로 절연이 파괴되는 등의 예상치 못한 많은 문제를 발생시킨다.

현재 산업용으로 사용되고 있는 대부분의 중, 소형 모터에는 토오크의 리플 특성을 향상시키기 위하여 회전자 도체에 사구 슬롯을 적용하는 경우가 많다. 사구슬롯은 일반적으로 슬롯에 의한 공간적 자기저항의 변화를 완화시키고, 누설 인덕턴스를 증가시키는 효과를 나타내어 고조파 특성을 향상시킨다. 반면에 축 방향으로의 평균 자속 밀도를 불균일하게 만드는데, 이는 회전자의 동손의 불균일 특성을 일으키는 부정적인 결과를 발생시킨다. 이에 대한 주원인으로, 사구각만큼 회전자 도체가 틀어짐에 따라 고정자와 회전자 전류간의 위상차가 발생하기 때문이다[1]. 그러므로, 사구슬롯을 적용한 유도전동기를

인버터로 구동하는 경우, 언급한 바와 같이 인버터 구동전압에 의한 손실 증가와 사구슬롯에 의한 회전자 도체의 손실 불균일 분포 특성에 의한 영향이 복합적으로 발생한다. 즉, 회전자에서 발생하는 손실과 토오크의 특성은 예상과 매우 다르게 나타나므로, 이에 대한 정밀한 해석이 요구된다.

본 논문에서는 사구슬롯을 가진 범용의 삼상 유도전동기에 대하여 인버터 구동시의 토오크 특성과 회전자의 동손특성을 해석하였다. 해석방법으로는 사구슬롯을 적용하기 위하여 multi-slice modeling 기법을 이용한 2차원의 시간차분 유한요소법을 적용하였으며[4]-[9], 해석결과로 정현파 구동시 및 사구슬롯의 유무에 따른 결과와 비교함으로써, 사구슬롯이 전동기에 미치는 효과와 인버터 구동전압이 사구슬롯을 갖는 유도전동기의 토오크 및 회전자의 고조파 동손 특성에 미치는 영향을 정량적으로 파악하였다.

2. 사구슬롯을 고려한 2차원 유한요소 해석

2.1 사구슬롯의 전자기적 영향

대부분의 전동기에서 슬롯의 자기저항변화에 기인하는 토오크 맥동을 최소화하기 위해 사구슬롯을 사용한다. 그림 1은 유도전동기의 일반적인 사구슬롯 형태를 나타내고 있다. 그림과 같이 회전자 도체의 방향이 축 방향에 대해 기울어져 있어 고정자 치에서 발생하는 자기저항 변화를 평균적으로 감소시키게 되어 토오크 맥동이 감소하게 된다. 그러나 이 때 축 방향으로의 자속 밀도가 불균일하게 되는데, 그에 대한 주원인으로는, 첫째, 고정자에서 본 회전자의 자기저항이 변화하기 때문이고, 둘째, 실제 전동기에서는 인터바 전류 등에 의한 축 방향으로의 자속이 존재하고, 셋째, 사구각만큼 회전자가 틀어짐에 따른 고정자와 회전자 전류간의 위상차가 발생하기 때문이다. 특히, 이 중에서 셋째 원인이 가장 큰 작용을 하는 것으로 알려져 있다[1]-[5]. 그림 2는 사구슬롯이 사용되는 경우, 셋째 요인이 발생하게 되는 개념도를 나타내고 있다. 즉 고정자와 회전자의 자속밀도의 위상각 차이에 의해, 앞 단면에서는 증대되는 부분이 많고 감자부

* 正 會 員 : 漢陽大 大學院 電氣工學科 博士課程
** 正 會 員 : 漢陽大 電氣工學科 副教授 · 工博
*** 正 會 員 : 東洋大 시스템制御工學部 專任講師 · 工博
§ 正 會 員 : 漢陽大 大學院 電氣工學科 博士課程
接受日字 : 2000年 10月 20日
最終完了 : 2000年 11月 27日

분이 적은 반면, 뒤 단면에서는 감자되는 부분이 많다. 이로 인해, 합성 자속은 뒤 단면보다 앞 단면이 크게 된다. 이러한 자속 밀도의 불균형은 전동기 축 방향으로 철심의 포화 정도를 다르게 하는데, 이 경우 회전자 슬롯부분의 전류분포는 회전자 철심의 투자율에 영향을 받으므로 회전자 도체의 전류량은 동일하지만 축 방향의 전류분포는 달라지게 되고 따라서 손실분포도 변화하게 된다.

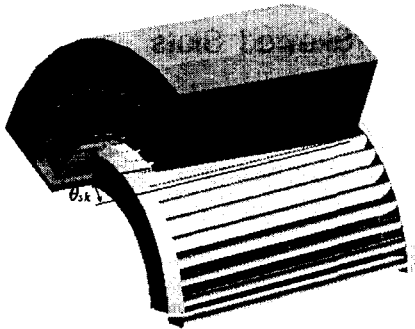
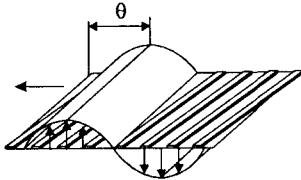
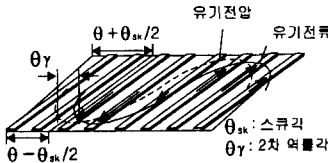


그림 1 사구가 있는 농형 회전자의 형상
Fig. 1 Shape of squirrel cage with skewed slots

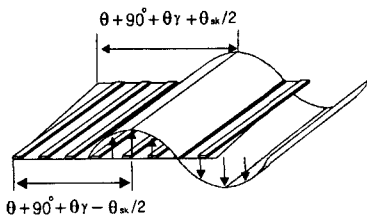
고정자 자속밀도



회전자 유기전압과 전류



회전자 전류에 의한 자속밀도



합성 자속밀도

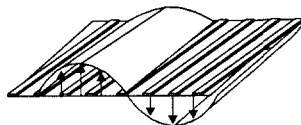


그림 2 사구슬롯이 있는 농형유도전동기의 자속밀도 분포도
Fig. 2 Flux distribution of squirrel cage induction motor with skew

2.2 Multi-slice기법을 이용한 2차원 유한요소법의 정식화

그림 3은 multi-slice기법을 적용하기 위한 모델링을 나타낸다. 축 방향으로 l_b 의 길이를 갖는 전동기를 l_b/N 의 길이를 갖는 N 개의 단면(Slice)으로 구성된 것으로 가정하고, 각 단

면의 회전자는 사구각 만큼 회전된 위치에 있게 된다. 이 때 각 단면에 대해 계 방정식을 구성한 후 고정자 권선과 회전자 도체에 동일한 전류가 흐른다는 조건을 만족시키도록 방정식을 결합하여 해석하게 된다[10].

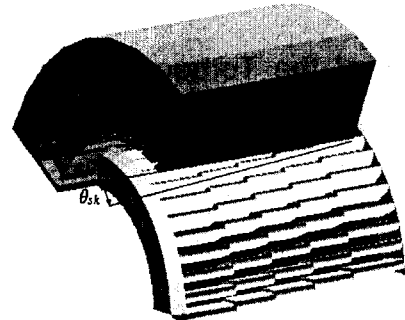


그림 3 사구슬롯을 고려한 농형 유도전동기의 모델링
Fig. 3 Modelling of the squirrel cage induction motor considering skewed slot

2.2.1 지배방정식의 유도

사구슬롯을 고려하기 위해 나누어진 N 개의 단면(slice)에 대하여 2차원 유한요소법을 위한 지배방정식은 다음과 같다.

$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2 A_{(n)}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_{(n)}}{\partial y^2} \right) = -\frac{i_{(n)}}{S_s} + \sigma \frac{\partial A_{(n)}}{\partial t} - \sigma \frac{U_{k(n)}}{l_b/N} \quad (1)$$

여기서 i 는 고정자회로의 전류, S_s 는 고정자 슬롯의 면적, σ 는 회전자 바의 도전율이며, U_b 은 유한요소해석영역의 회전자 도체의 양단에 걸리는 전위차, 그리고 첨자 n 은 단면의 번호를 의미한다.

해석 영역을 m 개의 삼각형 요소로 분할한 후, 요소에서의 자기 벡터 포텐셜에 대한 근사해를 가정 한 후 가중잔차법의 하나인 Galerkin 법을 적용하면 식(2)의 행렬 방정식을 얻을 수 있다.

$$[S]\{A_{(n)}\} + [T] \frac{\partial}{\partial t} \{A_{(n)}\} - \{F\}\{i_{(n)}\} - \{H\}\{U_{k(n)}\} = 0 \quad (2)$$

여기서, $[S]$ 는 절점의 위치와 투자율에 관련된 시스템 방정식의 계수행렬, $[T]$ 는 와전류에 관련된 계수행렬, $\{F\}$ 는 고정자 권선의 절점에 대한 벡터 행렬이며, $\{H\}$ 는 회전자 도체 부분의 절점에 대한 벡터 행렬이다.

2.2.2 회로 방정식

고정자의 각 상에 대하여 Kirichhoff의 전압법칙을 적용하면, 식(3)과 같은 고정자의 회로방정식을 구할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} [\Psi_{sum}] + [L_o] \frac{d}{dt} [i_{(n)}] + [R][i_{(n)}] = [V] \quad (3)$$

여기서 Ψ_{sum} 은 고정자 권선의 총 쇄교자속량이며, 식(2.20)과 같이 각 단면의 자기벡터 포텐셜 A 로 표현될 수 있다.

$$\Psi_{sum} = \sum_{n=1}^N \Psi_{(n)} = \frac{N}{l_b} \sum_{n=1}^N \oint A_{(n)} dl \quad (4)$$

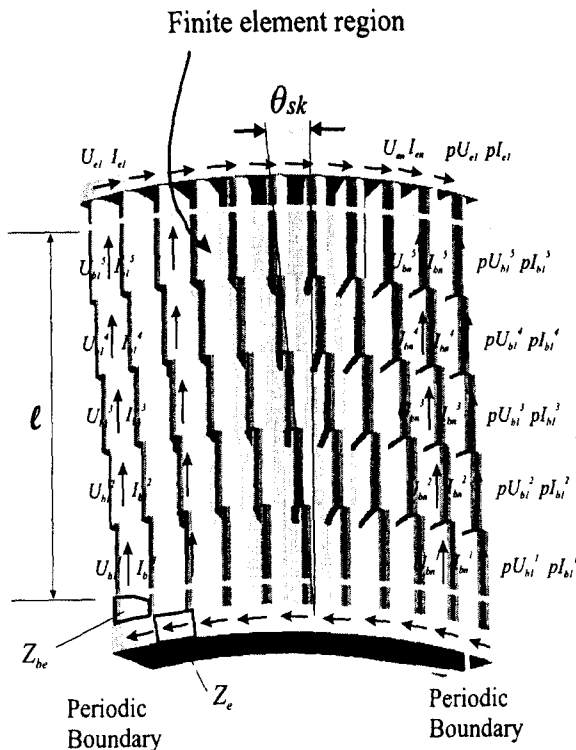
식(2)와 식(3)의 전류항 $i_{(n)}$ 은 단면별 고정자 권선에 흐르는 전류이며 모든 단면에 대해 동일하므로, 하나의 변수 i 로 사용함으로써 고정자 전류 연속성의 조건을 만족하게 된다. 회전자 회로에 대한 방정식은 각 단면의 회전자 바에 흐르는

전류의 연속조건으로부터 유도될 수 있으며, 그림 3에 개념도를 나타내었다. 각 단면의 회전자 도체에 전류는 식 (5)와 같이 자기 벡터 포텐셜 A 와 U_b 의 항으로 표현할 수 있다.

$$I_{k(n)} = - \int_{S_s} \sigma \left(\frac{\partial A_{(n)}}{\partial t} - \frac{U_{k(n)}}{l_b} \right) dx dy \quad (5)$$

식(5)의 우변을 적분하여 행렬식으로 나타내면 식(6)가 되고, 여기서 $[G]$ 는 형상함수의 적분으로 표현되는 값이며, R_b 는 회전자 도체 1개의 DC 저항, 그리고 $[E]$ 는 단위행렬이다.

$$[I_{k(n)}] = \frac{d}{dt} [G][A_{(n)}] + R_b^{-1} [E][U_{k(n)}] \quad (6)$$



θ_{sk} : 사구각, p : 한주기일 경우 '1', 반주기일 경우 '-1'

그림 4 사구슬롯을 고려한 회전자 회로
Fig. 4 Rotor circuit considering skewed slot

각 단면별 전위차의 합 $U_{b(sum)}$ 은 회전자 양단에 걸리는 전위차가 되며, $U_{b(sum)}$ 와 회전자 전류는 식 (7)의 관계로 주어진다. 여기서 각 단면의 전류를 같도록 하는 조건을 부여하게 된다.

$$-\frac{1}{2Z_e} [[E] + \frac{Z_{be}}{Z_e} [Y]]^{-1} [Y][U_{b(sum)}] = [I_{(1)}] = \dots = [I_{(n)}] \quad (7)$$

여기서 Z_{be} 와 Z_e 는 각각 유한요소해석 영역 밖의 회전자 도체의 저항과 엔드링 세그먼트의 임피던스로서, 공기영역에 노출되어 있으므로 표피효과 등을 무시하여 DC 저항치를 사용하였다. 또한 $[Y]$ 는 엔드링과 회전자 바 전류의 관계를 결정하는 결합행렬로서 식(8)과 같다.

$$[Y] = \begin{bmatrix} -2 & 1 & 0 & 0 & \pm 1 \\ 1 & -2 & 1 & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & 1 & -2 & 1 \\ \pm 1 & 0 & 0 & 1 & -2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

식 (6)과 식(7)을 연립하여 정리하면, 식(9)의 회전자 회로 방정식을 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial}{\partial t} [G][A_{(n)}] + \left\{ \frac{1}{2Z_e} [[E] + \frac{Z_{be}}{Z_e} [Y]]^{-1} [Y] + \frac{1}{R_b} [E] \right\} [U_{b(sum)}] = 0 \quad (9)$$

(3) 시스템 방정식 구성

지배방정식(식2)과 고정자(식3) 및 회전자(식9)의 회로방정식을 결합하고, 시간미분항을 후퇴차분법으로 처리할 때 전체 방정식은 식(10)과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} [S] + \frac{[T]}{\Delta t} & -[H] & -[F] \\ \frac{[G]}{\Delta t} & [Y] & [0] \\ [W] & [0] & \frac{[L_o] + \Delta t [R]}{l_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A_{(1-n)}] \\ [U_{k(1-n)}] \\ [i] \end{bmatrix}_{t+\Delta t} = \begin{bmatrix} \frac{[T]}{\Delta t} & [0] & [0] \\ \frac{[G]}{\Delta t} & [0] & [0] \\ [W] & [0] & \frac{[L_o]}{l_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A_{(1-n)}] \\ [U_{k(1-n)}] \\ [i] \end{bmatrix}_t + \begin{bmatrix} [0] \\ \frac{\Delta t}{l_b} [V] \end{bmatrix}_{t+\Delta t} \quad (10)$$

2.3 특성해석방법

2.3.1 토오크 계산 및 운동방정식의 고려

계 방정식 (10)을 계산하면, 공극 자속밀도를 얻을 수 있으며, 이로부터 전동기의 각 단면별 토오크를 Maxwell 응력법을 이용하여 구할 수 있으며, 식 (11)과 같다.

$$T_{(n)} = \oint_s r \times \left\{ \frac{1}{\mu_o} (B_{(n)} \cdot n) B_{(n)} - \frac{1}{2\mu_o} B_{(n)}^2 n \right\} ds \quad (11)$$

전동기의 전체 토오크는 단면별로 얻어진 토오크의 합이므로 사구슬롯을 고려한 가진 전동기의 토오크는 식 (12)와 같이 계산된다.

$$T_{tot} = \frac{l_b}{N} \sum_{n=1}^N T_{(n)} \quad (12)$$

회전자의 회전각은 식(13)의 운동 방정식과 결합하여 결정될 수 있으며, 여기서 J_m 은 회전자의 관성모멘트이며, Ω_m 은 회전자의 기계적 각속도이다. 그리고 T_l 과 T_{tot} 은 각각 부하 토오크와 전동기의 토오크를 의미한다.

$$J_m \frac{d\Omega_m}{dt} = T_{tot} - T_l \quad (13)$$

2.3.2 회전자 도체의 손실계산

단면별로 회전자 도체의 각 요소에서 발생하는 전류 $I_{(n)}^{(e)}$ 는 식 (14)와 같이 요소의 자기 벡터 포텐셜 A 와 회전자 양단에 걸리는 U_b 를 이용해 구할 수 있으며, 이로부터 요소의 손실 $W_{(n)}^{(e)}$ 을 식 (15)과 같이 계산할 수 있다.

$$I_{(n)}^{(e)} = - \int_{S^{(e)}} \sigma \left(\frac{\partial A_{(n)}^{(e)}}{\partial t} - \frac{N U_{(n)}^{(e)}}{l_b} \right) dx dy$$

$$= - \sigma \frac{\Delta^{(e)}}{3 \Delta t} \left[\sum_{i=1}^3 A_{i(n)}^{t+\Delta t} - \sum_{i=1}^3 A_{i(n)}^t \right] + \frac{N U_{(n)}^{(e)2}}{\rho^{(e)} l_b} \tag{14}$$

$$W_{(n)}^{(e)} = (I_{(n)}^{(e)} \times I_{(n)}^{(e)}) \rho^{(e)} l_b \tag{15}$$

여기서, $\Delta^{(e)}$ 는 요소의 면적이며, $\rho^{(e)}$ 는 요소의 단위 길이 당 저항이다.

3. 해석모델 및 해석조건

3.1 해석모델

해석에 적용한 모델은 2마력급 범용 3상유도전동기로서 그림 5에 나타내었으며, 전기, 기계적 사양을 표 1에 제시하였다.

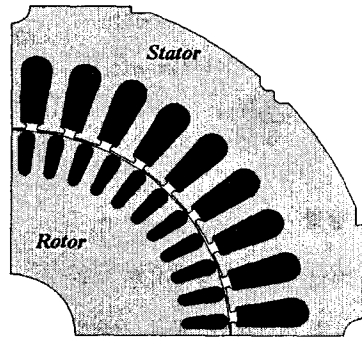


그림 5. 해석모델
Fig 5. Analysis Model

표 1 해석모델의 사양
Table 1. Spec. of analysis model

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]
적층폭	80[mm]	사구각(회전자)	1.5 슬롯피치

인버터 전압특성이 사구슬롯을 적용한 유도전동기의 토오크와 회전자 손실에 미치는 영향을 파악하기 위해 6 스텝의 인버터 전압과 정현파 전압을 구동원으로 하는 multi-slice 기법의 시간 차분 유한요소해석을 실시하여 비교하였다. 또한 사구슬롯이 없는 경우에 대해 동일한 조건에서 해석함으로써 사구슬롯의 영향을 동시에 고찰하였다. 각 경우에 대한 해석 조건을 표 2에 제시하였다.

표 2 해석조건
Table 2 Conditions for analysis

	정현파 구동	인버터 구동
전압	220 [V]	281 [V] (DC link 전압)
주파수	60 [Hz]	
토크	8.4 [Nm]	
1주기당 해석회수	250 [회] / 1주기	

Multi-slice 기법을 적용하기 위하여 축 방향으로 5개의 단면으로 나누었으며, 각 단면의 요소 분할도를 그림 6에 나타내었다. 이 때 전동기 회전은 sliding surface 기법을 사용하였다.

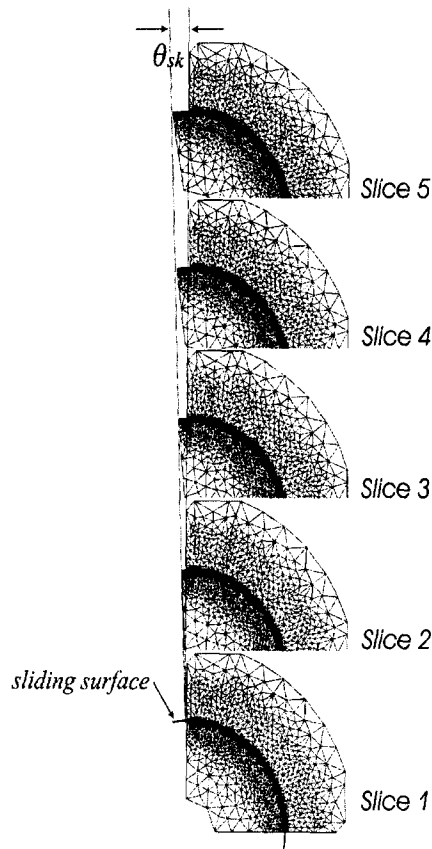


그림 6 Multi-slice 해석을 위한 5단면의 요소분할도
Fig. 6 Meshes of 5 slices for multi-slice analysis

4. 해석 결과

4.1 토오크 특성

그림 7은 표 1에 제시한 4가지 경우에 대해 1주기동안의 토오크 특성이며, 토오크 맥동의 주파수 특성을 그림 8에 제시하였다. 그림으로부터 사구슬롯이 없는 경우는, 23차의 공간고조파 성분이 상당히 크게 발생하며, 특히 인버터 구동시는 23차의 공간고조파와 더불어 6의 배수항인 시간고조파 성분이 매우 크게 발생하는 것을 알 수 있다. 그리고 사구슬롯을 적용하는 경우, 23차의 공간고조파성분은 입력전압에 무관하게 매우 저감되지만, 인버터 구동시 6차와 12차의 시간고조파 성분은 사구슬롯의 영향을 거의 받지 않는 것을 알 수 있

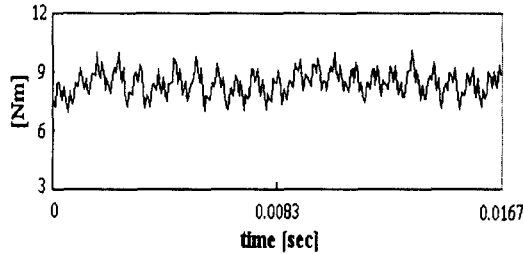
다. 토오크 맥동율을 식(16)과 같이 계산하여 표 3에 나타내었다. 표로부터 정현파 구동시 토오크의 맥동율이 8.9[%]에서 5.1[%]로 저감되지만, 인버터 구동시에는 시간고조파성분의 영향으로 총 토오크 맥동율은 24.1[%]로 사구슬롯이 없는 경우인 27.1[%]에 비해 크게 줄어들지 않는 것을 알 수 있다.

$$\text{토오크 맥동율} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^N T_n^2}}{T_0} \times 100 [\%] \quad (16)$$

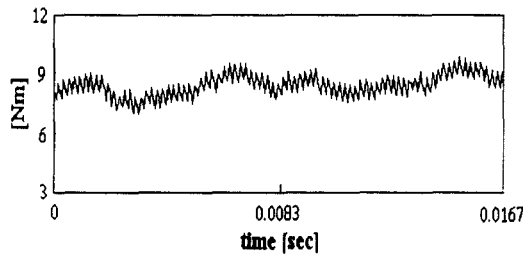
여기서 n 은 고조파 차수를 의미한다.

표 3. 토오크 맥동율 비교
Table 3. Comparison of torque ripple

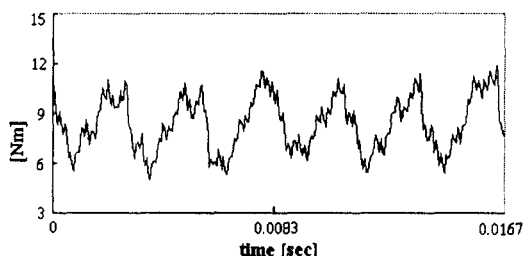
	사구슬롯이 없을 때	사구슬롯이 있을 때
정현파 구동시	9.1 [%]	5.1 [%]
인버터 구동시	27.1 [%]	24.1 [%]



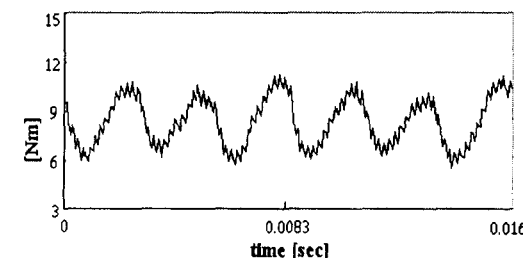
(a) 정현파 구동 (사구가 없을 때)



(b) 정현파 구동 (사구가 있을 때)

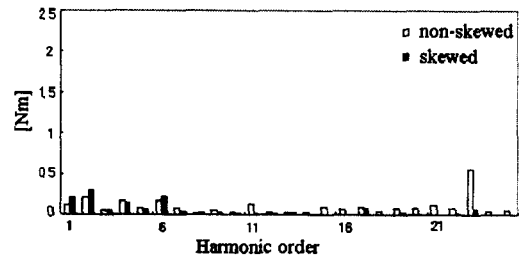


(c) 인버터 구동 (사구가 없을 때)

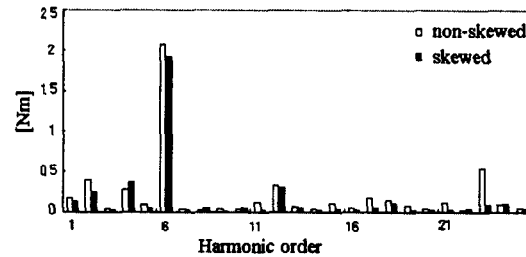


(d) 인버터 구동 (사구가 있을 때)

그림 7 사구유무와 구동전압에 따른 토오크 파형
Fig. 7 Torque characteristics according to skewed and non-skewed slots



(a) 정현파 구동시



(b) 인버터 구동시

그림 8 사구유무와 구동전압에 따른 토오크 맥동의 주파수 특성
Fig. 8 Spectra of torque ripples for skewed and non-skewed slots

4.2 축 방향으로의 회전자 손실분포

회전자 도체에 발생하는 손실의 분포특성을 파악하기 위하여 회전자 형상을 그림 9와 같이 10개의 소 영역으로 분할하였다. 이 때 표피효과로 인해 바의 상단 영역에 전류 및 손실의 변화가 심할 것이 예상되므로 하단부에 비하여 상단을 작은 영역으로 나누었으며, 각 영역의 손실량을 제시한 4가지 경우에 대해 계산하였다.

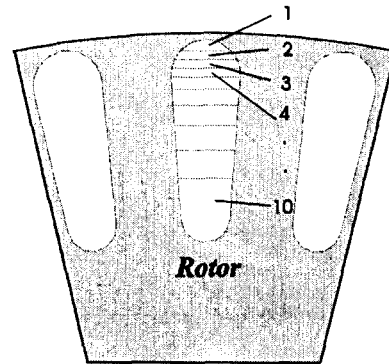


그림 9 손실계산을 위한 회전자 도체의 소 영역 분할
Fig. 9 Subregions of rotor bar for the loss calculation

4.2.1 정현파 구동시 회전자의 동손 특성

그림 10(a)에 정현파 구동시 사구슬롯을 적용한 회전자 도체의 상단(영역1)에 축 방향으로의 손실분포를 1/2 주기에 대해 나타내었다. 이로부터 사구슬롯이 있는 경우 손실의 분포가 시간 및 공간변화에 따라 서로 다른 것을 볼 수 있으며, 이는 언급한 바와 같이 축 방향의 자속밀도 불균일 특성 때문이다. 그림 10(b)에 도체상단의 손실에 대한 시간 평균값을 나타내었으며, 첫 번째 단면의 손실이 가장 크며 뒤로 갈수록 손실이 감소하는 것을 알 수 있다. 따라서 전동기의 온도 상승이 축 방향으로 다르게 발생하게 된다.

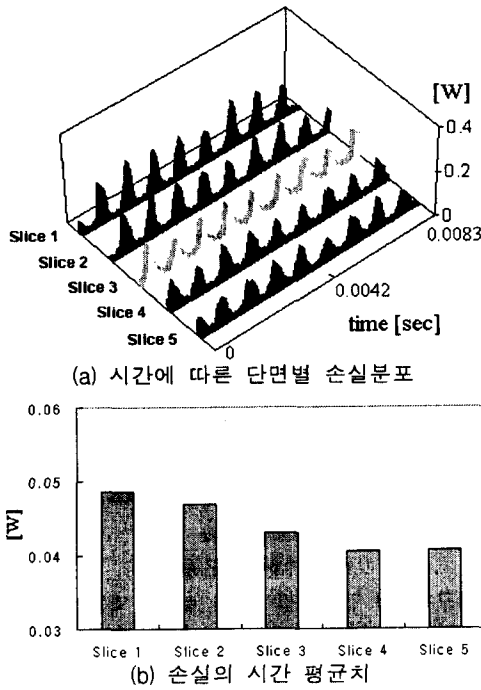


그림 10 정현파 구동시 회전자 도체 상단의 축방향 동손 특성
Fig. 10 Loss distribution at the top of rotor bar with axial direction (sinusoidal voltage)

그림 11은 회전자 도체의 상단(영역1)에 발생하는 총 손실을 사구슬롯 유무에 따라 나타내었으며, 이에 대한 주파수 성분을 그림 12에 제시하였다. 그림으로부터 사구슬롯을 적용하면 도체상단의 평균손실은 0.25[W]에서 0.22[W]로 감소하게 된다. 또한 사구슬롯이 없는 경우 공간고조파에 의한 성분인 23차와 고정자 슬롯개수에 의한 17차 고조파 손실성분이 도체 상단에 크게 발생하지만, 사구슬롯에 의해 현저히 저감됨을 알 수 있다.

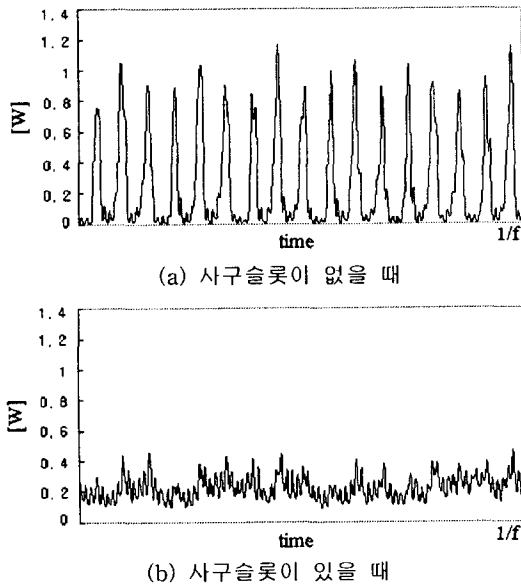


그림 11 정현파 구동시 회전자 슬롯 상단의 동손
Fig. 11 Copper losses at the top of rotor bar (sinusoidal voltage)

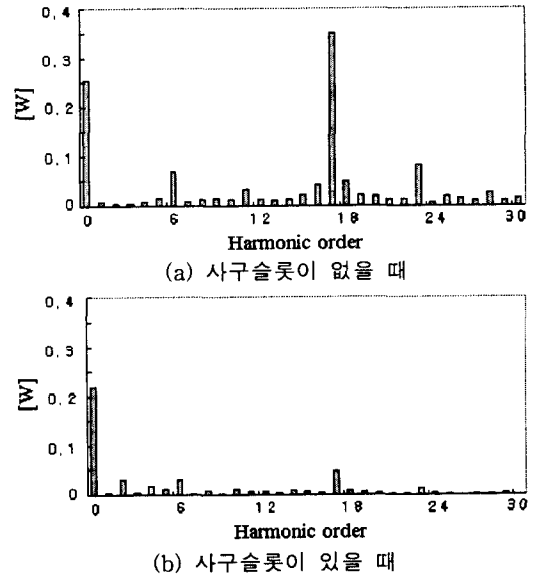


그림 12 정현파 구동시 회전자 슬롯 상단의 동손 주파수 성분
Fig. 12 Spectra of copper loss at the top of rotor bar (sinusoidal voltage)

그림 13에 정현파 구동시 사구슬롯의 유무에 따른 회전자 도체의 손실밀도를 도체깊이 및 단면별로 나타내었다. 그림의 결과로부터 사구슬롯이 있는 경우, 사구슬롯에 의해 전체적인 손실은 감소하며, 회전자 도체의 상단과 하단간의 손실 밀도차이도 1.6배정도로 사구슬롯이 없는 경우보다 15[%] 감소하는 것을 알 수 있다. 반면 도체 상단의 경우 첫 단면과 마지막 단면간에 축 방향의 손실밀도 차이가 19.7[%]로서, 도체의 상, 하 및 축 방향의 온도가 다르게 형성될 것임을 예측할 수 있다.

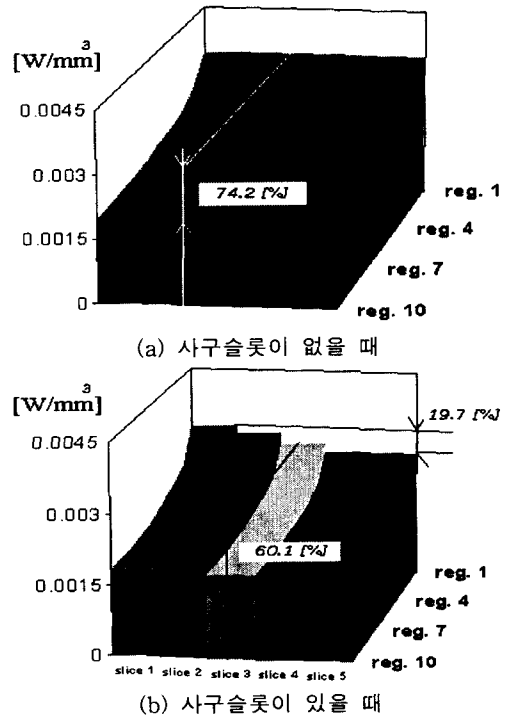
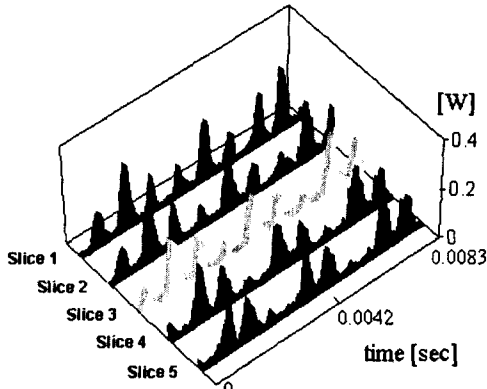


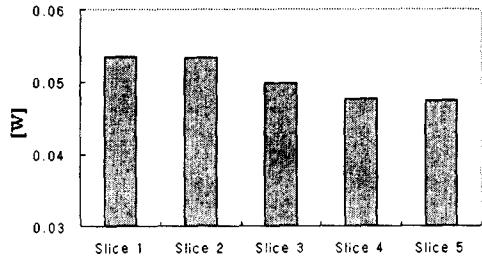
그림 13 정현파 구동시 회전자 도체의 동손밀도 분포
Fig. 13 Average loss densities in rotor bar (sinusoidal voltage)

4.2.2 인버터 구동시 회전자의 동손특성

그림 14(a)는 인버터 구동시 사구슬롯을 적용한 회전자 도체의 상단(영역1)에 축 방향으로의 손실분포를 1/2 주기에 대해 나타내었으며, 그림 14(b)에 단면별로 시간 평균값을 나타내었다. 정현파 구동시와 같이 첫 번째 단면의 손실이 가장 크며 축 방향으로 손실이 감소하는 특성이 동일하게 발생하며, 특히 인버터의 고조파 전압성분으로 손실량이 정현파 구동시보다 큰 것을 알 수 있다.



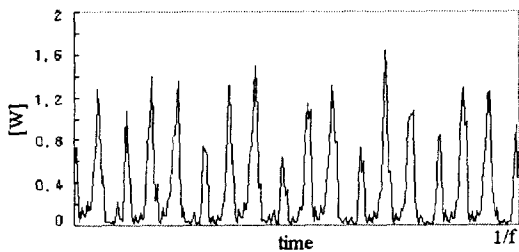
(a) 시간에 따른 단면별 손실분포



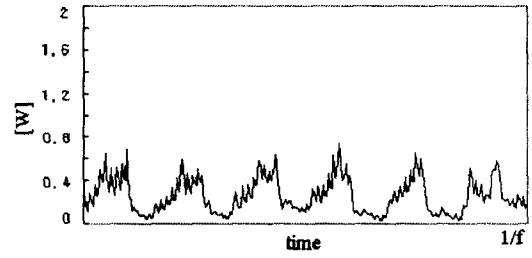
(b) 손실의 시간 평균치

그림 14 인버터 구동시 회전자 도체 상단의 축방향 동손 특성
Fig. 14 Loss distribution at the top of rotor bar with axial direction (inverter voltage)

유도전동기의 인버터 구동시 사구의 유무에 따른 회전자 상단부(영역1)의 손실량을 그림 15에 제시하였으며, 이에 대한 주파수 성분을 그림 16에 나타내었다. 그림으로부터 정현파 구동시와 같이 공간고조파 성분인 17차와 23차 성분이 사구슬롯에 의하여 매우 저감되어지나, 인버터의 출력전압인 6의 배수항을 갖는 시간고조파 성분에 대해서는 사구유무에 관계없이 거의 같은 크기의 동손특성을 발생시키는 것을 볼 수 있으며, 토크 특성으로부터 파악한 내용과 일치한다. 이로부터 전동기의 특성이 공간고조파성분보다는 시간고조파 성분에 영향을 크게 받는 것을 알 수 있으므로, 인버터를 이용하여 전동기를 구동하는 경우에 시간고조파 저감을 위한 설계가 요구됨을 알 수 있다.

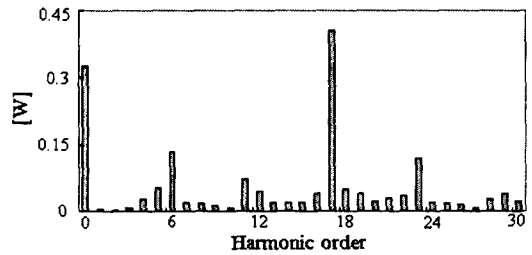


(a) 사구슬롯이 없을 때

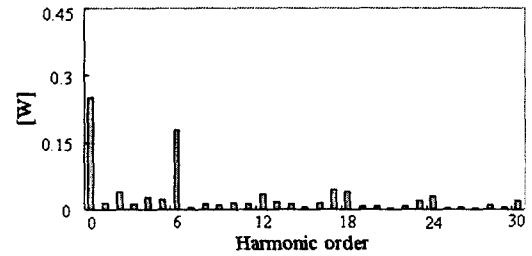


(b) 사구슬롯이 있을 때

그림 15 인버터 구동시 회전자 슬롯 상단의 동손
Fig. 15 Copper losses at the top of rotor bar (inverter voltage)



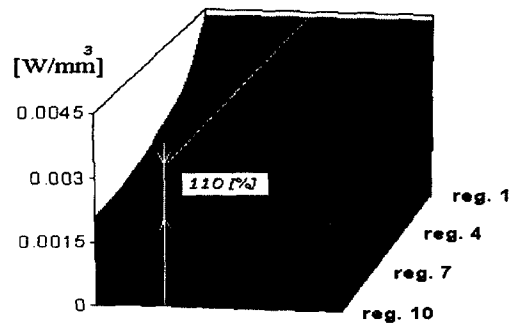
(a) 사구슬롯이 없을 때



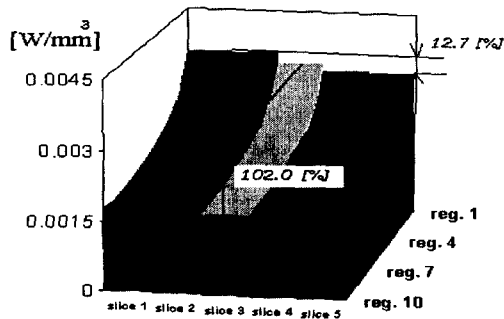
(b) 사구슬롯이 있을 때

그림 16 인버터 구동시 회전자 슬롯 상단의 동손 주파수 성분
Fig. 16 Spectra of copper loss at the top of rotor bar (inverter voltage)

인버터 구동시의 회전자 도체의 각 영역에 대한 평균손실 밀도를 그림 17에 나타내었다. 인버터의 시간고조파 성분이 도체 상단에 집중하므로 손실밀도가 증가하게 되며, 상단과 하단의 손실밀도차이도 정현파의 1.7배 정도에 비해 증가하여 2.1배 이상이 됨을 알 수 있다. 반면, 축 방향으로의 밀도 분포차이는 12.7[%]로서 정현파 구동시의 19.7[%]와 비교할 때 감소하게 된다.



(a) 사구슬롯이 없을 때



(b) 사구슬롯이 있을 때

그림 17 인버터 구동시 회전자 도체의 동손밀도 분포
Fig. 17 Average losses in rotor bar (inverter voltage)

5. 자속밀도 측정실험

5.1 실험방법

사구슬롯을 고려한 해석의 타당성을 검증하기 위해서 전동기 치 자속밀도의 축 방향 분포를 그림 18과 같은 방법으로 측정하였다. 그림과 같이 고정자의 규소강판의 일부영역에 치를 없애 빈 공간을 만들고 적층시켜 서치코일을 감았다. 서치코일은 시뮬레이션의 조건과 일치하도록 5개의 부분에 설치했으며 각 코일은 5[turn]으로 구성되었다. 이로부터 전동기 운전시 치에 유기되는 기전력을 측정함으로써 치 자속밀도를 계산하였다.

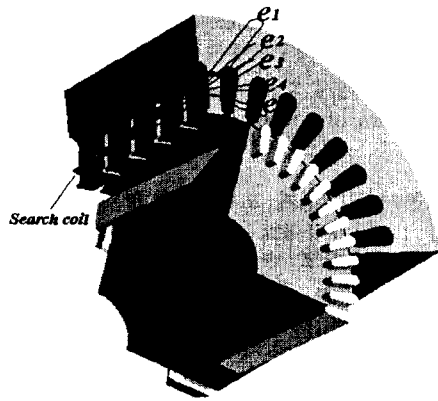


그림 18 고정자 치에 유기되는 기전력 측정방법
Fig. 18 Method of induced voltage of stator teeth

각 코일에 유기되는 기전력은 1번 코일을 제외하고 나머지 코일은 다른 치에 유기되는 자속변화에 영향을 받게 되므로 k번째 치 부분에 유기되는 기전력 e'_k 은 식(17)로부터 계산될 수 있다.

$$e_1 = n \frac{d\Phi_1}{dt} = e'_1$$

$$e_2 = n \frac{d\Phi_2}{dt} + \frac{d\Phi_1}{dt} = e'_2 + \frac{e'_1}{n}$$

$$e_3 = n \frac{d\Phi_3}{dt} + \frac{d\Phi_2}{dt} + \frac{d\Phi_1}{dt} = e'_3 + \frac{1}{n}(e'_2 + e'_1)$$

$$e_4 = n \frac{d\Phi_4}{dt} + \frac{d\Phi_3}{dt} + \frac{d\Phi_2}{dt} + \frac{d\Phi_1}{dt} = e'_4 + \frac{1}{n}(e'_3 + e'_2 + e'_1)$$

$$e_5 = n \frac{d\Phi_5}{dt} + \left(\frac{d\Phi_4}{dt} + \frac{d\Phi_3}{dt} + \frac{d\Phi_2}{dt} + \frac{d\Phi_1}{dt} \right)$$

$$= e'_5 + \frac{1}{n}(e'_4 + e'_3 + e'_2 + e'_1)$$

치에서 발생하는 자속밀도는 식(18)과 같이 적분하여 자속량과 자속밀도를 계산할 수 있다.

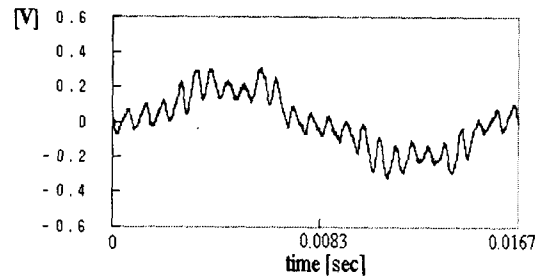
$$B_k = \frac{\Phi_k}{S} = \frac{1}{nS} \int e'_k dt \quad (18)$$

여기서 S는 고정자 치의 단면적이며, 첨자 n은 서치코일 턴수로서 5[turn]이다.

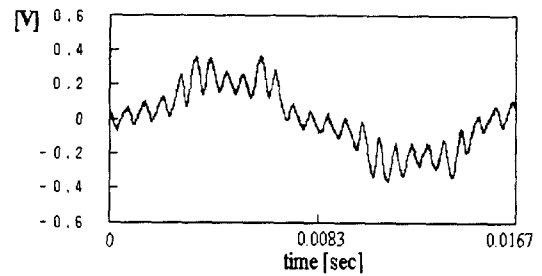
5.2 실험결과

5.2.1 축 방향으로의 측정 전압 파형

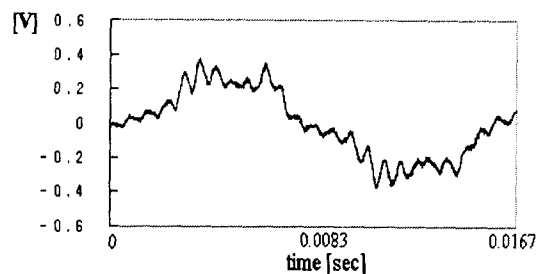
정격운전시(1720rpm)에 5개의 서치코일에 유기된 기전력을 그림 19에 나타내었다. 그림으로부터 5번 코일에 유기되는 기전력은 1~4번째 치를 통과하는 모든 자속의 영향을 받으므로 가장 크게 측정되며, 축 방향으로 감소하여 1번 코일의 경우 가장 작은 전압을 나타낸다.



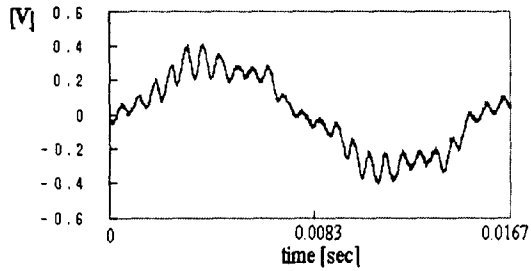
(a) 코일 1



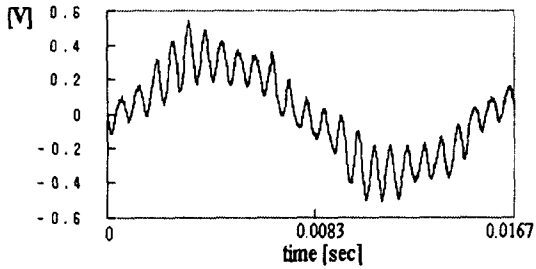
(b) 코일 2



(c) 코일 3



(d) 코일 4



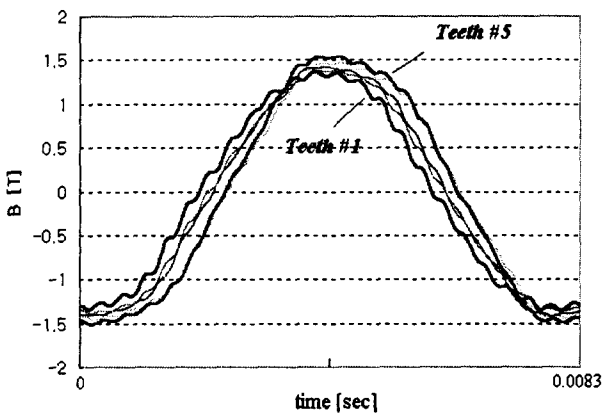
(e) 코일 5

그림 19 서치코일의 유기전압 측정치

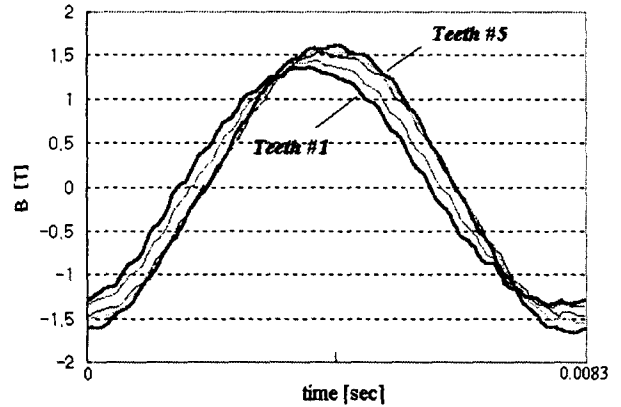
Fig. 19 Measurement results of induced voltage of search coil

5.2.2 축 방향으로의 자속 밀도 파형

서치코일에 유기된 기전력으로부터 식(17)과 식(18)을 이용하여 축 방향으로의 고장자 치에 작용하는 자속밀도를 계산하였으며, 그림 20에 해석결과와 비교하여 나타내었다. 그림 20(a)로부터 1번 위치의 치 자속밀도가 약 1.3[T]인데 반해 5번 위치는 약 1.5[T]로 축 방향으로 증가하며, 그림 20(b)의 해석결과와 비교할 때 축 방향으로의 분포특성이 정확히 일치하는 것을 알 수 있다. 자속밀도의 값도 거의 일치하지만 실험치가 해석치보다 0.1[T]정도 적은 것을 알 수 있는데, 이는 2차원 해석방법에서 사구슬롯에 의한 회전자 도체길이가 증가하는 것을 고려하지 않았으며, 또한 회전자 도체사이의 inter bar current에 의한 영향으로 볼 수 있다. 따라서 multi-slice기법을 이용한 2차원 유한요소법이 상당히 정확하게 사구슬롯효과를 고려한다고 할 수 있다.



(a) 실험결과



(b) 해석결과

그림 20 축 방향의 치 자속밀도

Fig. 20 Flux density in stator teeth according to the axial direction

이상의 결과로부터 사구슬롯을 갖는 유도전동기의 토오크와 회전자의 동손에 대한 고조파 특성을 요약하면 아래와 같다.

(1) 토오크 특성

정현파 구동시에는 공간고조파 성분이 토오크 리플의 주된 요인이 되며, 사구슬롯을 적용하는 경우 현저히 저감되어지게 된다. 본 연구에 적용한 모델의 경우 사구슬롯이 없는 경우에 비교할 때 토오크의 리플이 9.1[%]에서 5.1[%]로 저감되는 것을 알 수 있었다. 반면, 인버터 구동시는 공간고조파보다 시간고조파 성분에 의한 토오크 리플이 매우 크게 발생하며, 사구슬롯 적용시 시간고조파 성분에는 크게 영향을 미치지 못한다. 따라서 토오크 리플에 큰 변화를 보이지 않으며, 제시한 모델의 경우 27.1[%]에서 24.1[%]로 크게 변화되지 않음을 볼 수 있었다. 즉 인버터 구동시 사구슬롯의 토오크에 대한 효과는 정현파 구동시에 비해 감소하게 된다.

(2) 회전자 동손

정현파 구동시 유도전동기의 공간고조파에 의한 손실은 회전자 상단에 집중적으로 발생되며, 이는 사구슬롯에 의하여 도체 상단의 손실량이 상당히 저감된다. 반면에 사구슬롯에 의해 축 방향의 손실 불균일 특성이 발생하므로 온도의 불평형 현상을 야기하게 된다. 제시한 모델의 경우 축 방향으로 19.7[%]의 손실 불평형 현상을 나타내었다. 그리고, 인버터 구동시에 회전자 상단에 시간고조파성분의 손실이 현저하게 발생하여 도체 하단에 비해 2배이상의 손실밀도를 나타낸다. 사구슬롯을 적용하는 경우 공간고조파 성분의 감소효과가 있으나 시간고조파에 의한 동손이 매우 크므로 손실저감에 크게 영향을 미치지 못한다. 반면 축 방향으로의 손실 불균일 특성은 정현파 구동시보다 완화되어, 제시한 모델의 경우는 정현파 구동시 19.2[%]에서 12.7[%]의 불균일 특성을 나타내었다.

6. 결 론

본 논문에서는 사구슬롯을 가지는 범용 유도전동기를 인버터로 구동시키는 경우에 대하여 전동기의 토오크와 회전자 도체에서 발생하는 손실의 고조파특성을 시간 차분 유한요소

법을 이용하여 해석하였다. 또한 정현파 구동시 및 사구슬롯의 유무에 따른 특성과 비교함으로써 사구슬롯과 인버터 전압이 유도전동기의 특성에 미치는 영향을 파악하였다. 또한 실제 전동기의 고정자 치 부분에 서치코일을 설치하여 자속량과 자속밀도를 측정함으로써 사구슬롯적용시 자속밀도의 축 방향 불균일 특성을 확인하고, 해석방법의 타당성을 검증하였다.

해석결과로부터, 정현파 구동시의 사구슬롯 적용은 토오크 리플 저감에 효과적이며 전체적인 동손을 감소시키나, 회전자 도체의 상,하 및 축 방향으로의 온도 불균일 특성을 발생 시킬 수 있었다. 반면 상용 유도전동기를 인버터로 구동하는 경우는 사구슬롯이 공간고조파를 저감하지만, 시간고조파 성분에는 큰 영향을 미치지 못하였다. 따라서 인버터 구동시 가장 큰 특성을 나타내는 6의 배수항에 해당하는 토오크 리플 및 도체 손실에 대한 저감 효과가 매우 적고, 손실불균형 특성은 심화된다. 따라서 사구슬롯이 있는 범용 유도전동기를 인버터로 구동하는 경우, 회전자의 형상에 따라 성능의 차이가 매우 커질 수 있으며, 오히려 온도 및 토오크 특성에 악영향을 미칠 수 있으므로, 시간고조파 손실을 저감시키는 회전자의 형상에 대하여 선택적으로 사용하거나, 인버터 전용 전동기의 사용이 필수적임을 알 수 있다.

감사의 글

본 연구는 한국전력공사의 지원에 의하여 수행 되었습니다 (99-046).

참 고 문 헌

- [1] K.J. Binns, R. Hindmarsh, "Effect of skewing slots on flux distribution in induction machines", IEE Proc, Vol. 118, No. 314, pp.543-549, 1971.
- [2] S. Williamson, C. I. McClay, "The effect of axial variation in saturation due to skew on induction motor equivalent-circuit parameters", IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. 35, No. 6, pp 1323-1331, 1999.
- [3] S. Williamson, T. J. Flack, A. F. Volschenk, "Representation of skew in time-stepped two-dimensional finite-element models of electrical machines", IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. 31, No. 5, pp 1009-1015, 1995.
- [4] B. I. Kwon, B. T. Kim, S. C. Park, "Analysis of axially non-uniform loss distribution in 3-phase induction motor considering skew effect.", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 35, No. 3, pp. 1298-1301, 1998.
- [5] 전차승, 김병택, 권병일, 박승찬, "스큐효과를 고려한 삼상 농형 유도전동기의 손실분포 및 온도상승해석", 대한전기학회 논문지, Vol. 47, No.10, pp 1611-1618, 1998.
- [6] B.Boualem and F. Piriou, "Modelling of induction motor accounting for skewed slots effects", ICEM, Vol. 2, pp.699-704, 1994.
- [7] S.L.Ho and W.N.Fu, "Solution of direct-coupled multi slice model of skewed rotor induction motor", IEEE Trans. on magnetics, Vol. 33, No.3, pp. 2579-2581, 1997.
- [8] S.L.Ho and W.N.Fu, "A comprehensive approach to the solution of direct-coupled multi slice model of skewed rotor induction motors using time-stepping eddy-current finite element method", IEEE Trans. on magnetics, Vol. 33, May, pp. 1650-1653, 1997.
- [9] F.Piriou and Razek, "A model for coupled magnetic-

electric circuits in electric machines with skewed slots", IEEE Trans. on magnetics, Vol. 26, no.2, pp.1096-1100, 1990.

[10] A. Arkkio, "Analysis of induction motors based on the numerical solution of the magnetic field and circuit equations", Helsinki 1987, Acta Polytechnica Scandinavica, Electrical Engineering Series No. 59.

저 자 소 개



김 병 택 (金炳澤)

1969년 2월 10일 생. 1995년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997~현재 동 대학원 박사과정
TEL : 031-409-1277

E-mail : kbtcej@unitel.co.kr



권 병 일 (權丙一)

1956년 2월 1일 생. 1981년 한양대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 일본 동경대 대학원 졸업(공학박). 1990년 도시바(주) 시스템 소프트웨어 연구소 연구원. 1991년 한국 기계연구소 자기 부상 열차 사업단 선임연구원. 1991년~현재 한양 대학교 전자 컴퓨터 공학부 부교수
Tel : 031-400-5165

E-mail : bikwon@email.hanyang.ac.kr



박 승 찬 (朴勝燦)

1968년 3월 24일 생. 1990년 한양대 전기공학과 졸업. 1992년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1996년~2000년 한양대학교 공학기술연구소 선임 연구원. 2000년~현재동양대학교 시스템제어 공학부 전임강사
Tel : 054-630-1106

E-mail : scpark@phenix.dyu.ac.kr



우 경 일 (禹 炅 一)

1969년 9월 6일생. 1995년 한양대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997~현재 동 대학원 박사과정
TEL : 031-409-1277

E-mail : cogging@hanmail.net