

# 개선된 등가 파라미터를 이용한 인버터 구동 유도전동기의 축전류 해석에 관한 연구

論 文

56-4-7

## A Study on Analysis of Inverter-fed Induction Motor's Bearing Current using Improved Equivalent Circuit Parameters

全志勳<sup>†</sup> · 金炳澤\* · 具大鉉\*\* · 洪定杓\*\*\* · 權丙一<sup>§</sup>

(Ji-Hoon Jun · Byung-Taek Kim · Dae-Hyun Koo · Jung-Pyo Hong · Byung-Il Kwon)

**Abstract** - An inverter driven induction motor has more superior dynamic characteristic than sine wave driven induction motor. But it has a problem with shaft voltage and bearing current in drive-motor system. This paper presents the analysis of bearing current in inverter-fed induction motor. The proposed method is based on using numerical method (FEM) to derive parasitic parameters in motor. Using the electric field analysis with FEM, the stored energy in dielectric materials of the motor can be calculated and the parasitic capacitances are obtained. Then we compared the proposed method with a conventional method in variable frequency and load conditions. From the comparison of simulation and experiment result, we confirmed that the proposed method is valid.

**Key Words** : Bearing Current, Shaft Voltage, Inverter, FEM, Induction Motor

### 1. 서 론

최근 3상 유도전동기는 제어가 용이하고 우수한 동특성 및 안전성과 신뢰성을 가질 수 있는 인버터 구동방식이 많이 사용되고 있다. 특히 전력전자분야의 발전으로 인하여 여러 종류의 스위칭 소자들이 사용가능하게 되었고 그동안 개발된 여러가지 제어 기법들로부터 유도전동기의 고출력 및 고효율화가 가능하게 되었다[1]. 그러나 시스템 구동시 인버터의 높은 주파수로 인하여 기생성분과 누설 전류가 발생한다. 그중에서도, 샤프트와 베어링을 통하여 흐르는 축전류는 베어링에 굽힘, 흠과 같은 손상을 주게 되므로 전동기의 진동을 유발하게 되며 소음을 발생시키고 결국에는 수명을 단축시킨다. 그러므로 이 축전류에 대해 많은 연구들이 진행되고 있다[2][3]. 그러나 시스템의 효율적 측면에서 축전류를 저감시키는 연구들은 많이 발표되었으나 [4]~[6], 축전류의 해석에 관한 연구자료는 많지 않은 편이다. 축전류 등가 파라미터를 전자기 수식을 이용해 구하여 모델링된 회로에 적용하는 방법이 발표되기는 하였으나, 고정자 슬롯형상이나 회전자 바의 형상을 단순한 구조로, 놓고서 계산하는 방식이었으므로 복잡한 형상을 가진 전동기에서 이 데이터를 적용했을 때의 시뮬레이션 결과와 실제 측정된 축전류와의 오차율이 크다는

문제점을 가지고 있었다[7]. 또한 RLC meter 등의 계측기으로써 직접 파라미터를 측정한 후 등가회로상에 적용하는 방법도 제안되었지만, 전동기 설계전 축전류 값을 예측할 수 없다는 점에 있어서 한계를 가지고 있었다.[8]

본 논문에서는 철강 압연용으로 제작된 1[MW]급 3상 대형 유도전동기에서의 축전류 특성해석을 하였다. 보다 정확한 해석을 위해서 축전류 파형에 가장 큰 영향을 미치는 전동기 내부의 기생 파라미터들을 유한요소법(FEM)을 이용하여 구하여, 등가회로상에 적용하는 방법을 제안하였다. 또한 기존의 많은 연구자료들에서는 부하변동을 고려하지 않은 무부하 상태에서의 시뮬레이션 및 실험결과들이 발표되었는데, 본 연구에서는 여러 출력주파수 및 부하조건에서의 해석 및 측정결과를 작성하였다. 시뮬레이션된 축전류의 파형과 실험된 파형을 비교하였을때, 기존에 제안되었던 전자기 방정식에 따른 파라미터를 이용했을 때보다, 정확한 예측을 할 수 있다는 것을 확인할 수 있었다.

### 2. 인버터 구동 유도전동기의 축전류

축전류는 전자기적 영향에 의해 발생하는 비순환 축전류와 불평형 자계의 영향에 의해 생기는 순환 축전류로 나눌 수 있다. 첫 번째 형태는 인버터가 고효율 제어를 위해 PWM방식을 사용했을때 높은 캐리어 주파수의 영향으로 인해 발생하는 고주파 누설전류의 형태를 가진다. 그림 1과 같이 전동기 내부에는 고정자 권선과 프레임 사이의 부유용량(기생 커패시터)  $C_{sf}$ , 고정자 권선과 회전자 사이의 부유용량  $C_{sr}$ , 회전자와 프레임 사이의 부유용량  $C_{rt}$  등이 존재하므로 전압변화 구간(dv/dt)에 맞추어 임펄스 형태의 전류가 흐르게 된다. 여기서 부유용량들에 의한 전류는 그림 2와 같이 여러 가지의 경로를 가진다.

<sup>†</sup> 교신저자, 正會員 : LG Electronics DA연구소 T3 Group  
主任研究員

E-mail : s159jjh@hotmail.com

\* 正會員 : 群山大 工大 電子情報工學部 專任講師

\*\* 正會員 : 韓國電氣研究院 Mechatronics 研究Group  
責任研究員

\*\*\* 正會員 : 韓國電氣研究院 Mechatronics 研究Group 研究員

§ 正會員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 2006年 9月 23日

最終完了 : 2007年 3月 5日

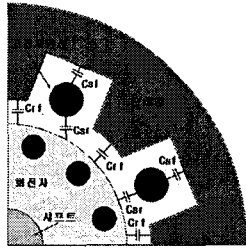


그림 1 전동기 기생 커패시턴스 구조  
Fig. 1 Structure of motor's parasitic capacitances

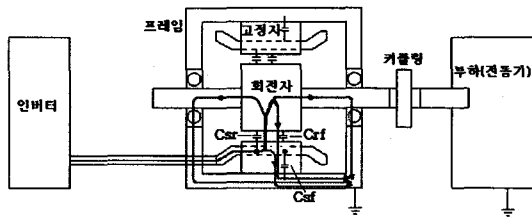


그림 2 비순환 축전류 경로  
Fig. 2 Path of noncirculating type bearing current

이때, 고정자 권선과 프레임 사이의 부유용량  $C_{sf}$  로 인해 접지로 전류가 나가게 되는 경로와, 권선과 회전자 사이의 부유용량  $C_{sr}$  로 인해 회전자, 샤프트, 베어링을 거쳐 접지로 나가는 경로, 회전자와 프레임 사이의 부유용량  $C_{rf}$  로 인해 고정자 권선에서 회전자를 거쳐 프레임으로 나가게 되는 전류의 경로가 존재함을 확인할 수 있다. 비순환 축전류는, 회전자, 샤프트, 베어링을 거쳐서 나가게 되는 경로를 가진 전류를 말한다. 두 번째 형태인 순환 축전류는 공통모드 전류로부터 발생된 자속(Net flux)에 의하여 축전압이 유기되고 이것으로부터 발생하는 와전류의 형태를 가지지만, 본 논문에서의 해석 모델이 한쪽 베어링의 절연을 통해 이를 방지하였으므로 비순환 축전류만을 다루었다.

3. 축전류 등가모델 및 회로방정식

비순환 축전류에 대한 등가모델은 그림 3과 같다[9].

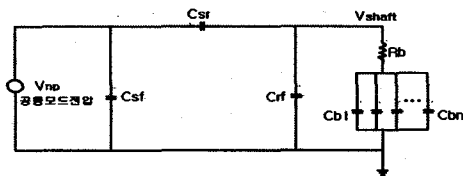


그림 3 비순환 축전류의 기본 등가모델  
Fig. 3 The equivalent model of noncirculating type bearing current

여기서  $C_{sf}$  는 고정자 권선과 프레임 사이의 부유용량,  $C_{sr}$  은 고정자 권선과 회전자 사이의 부유용량,  $C_{rf}$  는 회전자와 프레임 사이의 부유용량,  $R_b$  는 베어링 저항, 그리고,  $C_{b1}-C_{bn}$  는 베어링 커패시턴스 값을 나타낸다.

그림 3에서 보면 공통모드 전압에 해당되는  $V_{np}$ 가 여러개의 기생 커패시터로 구성되는 축전류 등가회로에서의 Source원이 됨을 알 수 있다. 여기서 축에 유기되는 전압은 전동기의 내의 기생 파라미터들과 연관이 되는데, 공통모드 전압에 대하여 고정자 권선과 회전자 사이의 부유용량  $C_{sr}$ , 프레임과 회전자 사이의 부유용량  $C_{rf}$ , 베어링의 커패시턴스  $C_{b1}-C_{bn}$  에 대한 식 (1)로써 설명할 수 있다.

$$V_{shaft} = \frac{C_{sr}}{C_{sr} + C_{rf} + C_{b1-bn}} V_{np} \quad (1)$$

그러므로 축전류는 식 (1)로부터 구해진 축전압  $V_{shaft}$  와 축전류 경로상의 베어링 저항 및 커패시터로 이루어진 임피던스  $Z$  의 관계로 식 (2)와 같이 이루어짐을 알 수 있다.

$$I = \frac{V_{shaft}}{Z} \quad (2)$$

4. 기존의 전자기 수식을 이용한 파라미터 계산

기존에 Doyle F. Busse에 의해 제안되었던 전자기 수식을 이용하여 기생 커패시터에 해당하는 값을 구하는 방법은 다음과 같다[9].

- (1) 프레임과 회전자 사이의 기생 커패시턴스값 ( $C_{rf}$ ) :

$$C_{rf} = \frac{\pi \epsilon_0 L}{\ln(\frac{b}{a})} \quad (3)$$

(a: 회전자반경, b: 고정자의 안쪽반경, L: 축방향길이)

- (2) 권선과 회전자 사이의 기생 커패시턴스값 ( $C_{sr}$ ) :

$$C_{sr} = \frac{N_r \epsilon_0 W_r L_2}{d_1} \quad (4)$$

( $d_1$ : 공극길이,  $N_r$ : 회전자 Bar의 수,  $W_r$ : Bar의 폭,  $L_2$ : 회전자길이)

- (3) 권선과 프레임사이의 기생 커패시턴스값 ( $C_{sf}$ ) :

$$C_{sf} = \frac{N_s \epsilon_0 \epsilon_r (W_d + W_f) L_3}{d_2} \quad (5)$$

( $d_2$ : 절연물질의 두께,  $N_s$ : 고정자 슬롯수,  $W_d$ : 고정자 슬롯폭,  $W_f$ : 고정자 슬롯높이,  $L_3$ : 고정자길이)

- (4) 베어링의 커패시턴스 ( $C_b$ ) :

$$C_b = \frac{2\pi \epsilon_0 \epsilon_r L_4}{\ln \frac{k-m}{2j}} \quad (6)$$

( $L$ : 베어링 롤러 길이,  $j$ : 베어링 롤러의 반지름,  $k$ : 베어링 외륜의 안쪽 반지름,  $m$ : 베어링 내륜의 바깥쪽 반지름)

위의 해석적 방법을 이용하여 계산을 할 경우 1[MW] 유도전동기의 도면 그림 4의 해석 모델 및 표 1의 제원을 통해서 계산된 파라미터값은 표 2와 같다.

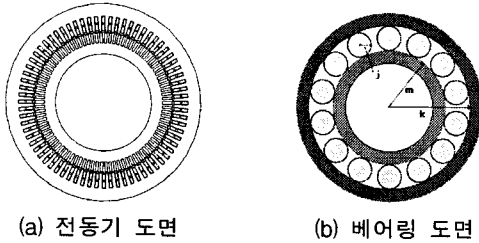


그림 4 해석모델 도면  
Fig. 4 A drawing of analysis model

표 1 전동기 제원

Table 1 The specifications of motor model

정격출력	1[MW]
정격전압	3000[V]
극수	6
축방향길이	560[mm]
슬롯수	고정자 72, 회전자 90
공극길이	3[mm]

표 2 전자기 수식을 이용해 계산된 축전류 등가회로 파라미터값

Table 2 Calculated bearing current equivalent circuit parameters using electromagnetic equations.

$C_{sf}$	118[nF]
$C_{sr}$	690[pF]
$C_{rt}$	1.68[nF]
$C_{b(1-14)}$ (총 14개 롤러)	719.2[pF]

### 5. 유한요소법(Finite Element Method)을 이용한 파라미터 계산

#### 5.1 전동기 내의 기생 커패시터 계산

정전계 유한요소법을 이용하여 기생 커패시턴스를 구할 경우 식(7)의 가우스 법칙과 정전에너지 식(9), 식(10)으로부터 계산된 각 요소에서의 전위, 전계세기, 전속밀도로부터 구할 수 있다[10].

$$\nabla^2 \Phi = 0 \quad (7)$$

$$\vec{E} = -\nabla \Phi \quad (8)$$

$$W_e = \frac{1}{2} \int_V \epsilon E^2 dv \quad (9)$$

$$C = \frac{2W_e}{(\Phi_a - \Phi_b)^2} \quad (10)$$

식(7)에서 전위(Electric potential)를 미지수로 하여 2차원의  $x, y$ 의 성분에 대한 식으로 바꿔쓰면 다음의 식(11)과 같다.

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \epsilon_x \frac{\partial \Phi}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \epsilon_y \frac{\partial \Phi}{\partial y} \right) = 0 \quad (11)$$

여기서 전위를 구하는 방법은 유한요소법의 정전계 해석을 통해 다음의 방법을 이용하게 된다.

즉, 임의의 요소내의 한점의 좌표를  $x, y$ 라 하면 그 점의 퍼텐셜을 다음과 같은 선형보간다항식으로 나타낸다.

$$\Phi^e = [1 \ x \ y] \begin{pmatrix} \alpha_{1e} \\ \alpha_{2e} \\ \alpha_{3e} \end{pmatrix} \quad (12)$$

이 식에서 필요한  $\alpha$  값은 치환하여 식(13)과 같이 쓸 수 있고, 식(13)은 다시 식(14)와 같이 전개할 수 있다.

$$\begin{pmatrix} \alpha_{1e} \\ \alpha_{2e} \\ \alpha_{3e} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & x_{1e} & y_{1e} \\ 1 & x_{2e} & y_{2e} \\ 1 & x_{3e} & y_{3e} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \Phi_{1e} \\ \Phi_{2e} \\ \Phi_{3e} \end{pmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{pmatrix} \alpha_{1e} \\ \alpha_{2e} \\ \alpha_{3e} \end{pmatrix} = \frac{1}{2\Delta^e} \begin{pmatrix} b_{1e} & b_{2e} & b_{3e} \\ c_{1e} & c_{2e} & c_{3e} \\ d_{1e} & d_{2e} & d_{3e} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_{1e} \\ \Phi_{2e} \\ \Phi_{3e} \end{pmatrix} \quad (14)$$

윗식에서  $\Delta^e$ 는 요소의 면적이 되고,  $b, c, d$  성분은 식(15)와 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} b_{ie} &= x_{ie} y_{ke} - x_{ke} y_{je} \\ c_{ie} &= y_{je} - y_{ke} \\ d_{ie} &= x_{ke} - x_{je} \end{aligned} \quad (15)$$

여기서  $i=1$ 일때  $j=2, k=3$ 이 되고,  $i=2$ 일때  $j=3, k=1$ 이 되고,  $i=3$ 일때  $j=1, k=2$ 가 된다.

퍼텐셜값은 식(16)과 같이 유도되며 이 식으로부터 전계의 세기는 식(17)로 표현할 수 있다.

$$\Phi^e = \frac{1}{2\Delta^e} [1 \ x \ y] \begin{pmatrix} b_{1e} & b_{2e} & b_{3e} \\ c_{1e} & c_{2e} & c_{3e} \\ d_{1e} & d_{2e} & d_{3e} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_{1e} \\ \Phi_{2e} \\ \Phi_{3e} \end{pmatrix} \quad (16)$$

$$E_x^e = -\frac{1}{2\Delta^e} (c_{1e}\Phi_{1e} + c_{2e}\Phi_{2e} + c_{3e}\Phi_{3e})$$

$$E_y^e = -\frac{1}{2\Delta^e} (d_{1e}\Phi_{1e} + d_{2e}\Phi_{2e} + d_{3e}\Phi_{3e})$$
(17)

전계의 세기를 알면 물질의 비유전율을 통해서 전속밀도를 알게되고, 식(9)에서의 정전에너지가 계산되므로, 식(10)을 이용해서 기생 커패시턴스 값을 구할 수 있다. 구하고자 하는 기생 커패시턴스값이 고정자 권선, 프레임, 회전자 사이의 상호 커패시턴스 형태를 가지므로 각 영역 사이의 상호 커패시턴스를 구하기 위해서 경계(전위)를 그림 5와 같이 지정하였고, 그림 6은 해석모델의 요소분할도를 나타낸다.

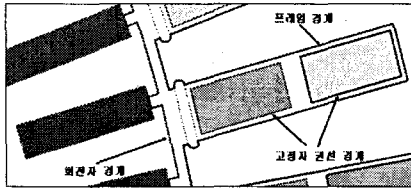


그림 5 해석도면 경계  
Fig. 5 Boundaries of analysis

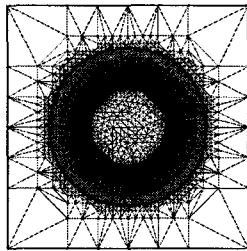


그림 6 요소분할도  
Fig. 6 Element mesh shape

해석영역은 고정자 권선부를 하나의 군집된 형태로 놓고, 회전자와 프레임 사이의 상호 커패시턴스를 구하면 식(18)과 같은 형태로 계산된다.

$$\begin{pmatrix} C_{s0} + C_y + C_x & -C_y & -C_x \\ -C_y & C_{r0} + C_y + C_f & -C_f \\ -C_x & -C_f & C_{r0} + C_x + C_f \end{pmatrix} \quad (18)$$

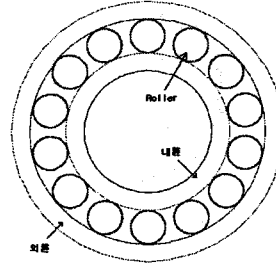
여기서 대각성분(Diagonal term)을 제외한 나머지 성분이 전동기 내의 기생 커패시턴스를 나타낸다. 해석된 값은 표 3와 같다. 표 2의 수식을 통해 Rough하게 구해진 파라미터값과 비교하였을때, 슬롯의 권선 절연부를 고려하여 해석한 값과 다소 차이가 나는 것을 확인할 수 있다.

표 3 FEM으로 구해진 커패시턴스 값  
Table 3 Calculated capacitance using FEM

$C_{sf}$	202.3[nF]
$C_{sr}$	0.429[nF]
$C_{rf}$	2.054[nF]

## 5.2 베어링 커패시턴스 계산

베어링의 커패시턴스 값은 윤활유의 종류, 온도, 전동기 속도에 따라 변화하게 되므로 매우 유동적이거나 일반적인 구동시에 해당되는 윤활막 (Lubricant film) 2μm을 기준으로 하여 해석을 수행하였다. 그림 7에 베어링 해석도면과 치수를 나타내었다.



베어링 치수(Diameter)  
 외륜 : 320mm  
 내륜 : 150mm  
 롤러 직경 : 42mm  
 롤러 길이 : 42mm  
 롤러 갯수 : 14개

그림 7 베어링 해석 도면 및 치수  
Fig. 7 A drawing of bearing and specification

베어링 외륜의 안쪽과 베어링 내륜의 바깥쪽, 각 롤러에 경계(전위)를 주어 윤활막을 고려하여 해석을 할 경우 총 16×16형태(내륜, 외륜과 14개의 롤러)의 커패시턴스 값을 식(7)~(10)을 이용하여 계산할 수 있다. 여기서 롤러 1개당의 커패시턴스 값은 외륜과 롤러, 롤러와 내륜이 직렬구조가 되고 외륜과 내륜 사이의 커패시턴스는 이와 병렬구조가 된다. 한 롤러당 해석을 통해 구해진 커패시턴스는 표 4와 같다.

표 4 롤러 1개당 커패시턴스 값  
Table 4 Capacitance per roller

$C_{ri}$ (롤러 1과 내륜사이)	107.8[pF]
$C_{ro}$ (롤러 1과 외륜사이)	43.4[pF]
$C_{io}$ (내륜과 외륜사이)	0.004[pF]

총 14개의 롤러가 병렬구조이기 때문에 전체 베어링의 커패시턴스를 계산하면  $C_{b(1-14)} = 432.6[pF]$ 의 결과값이 나온다. (롤러 사이의 커패시턴스는 매우 작은 값을 가지므로 무시)

## 6. 시뮬레이션 및 실험결과분석

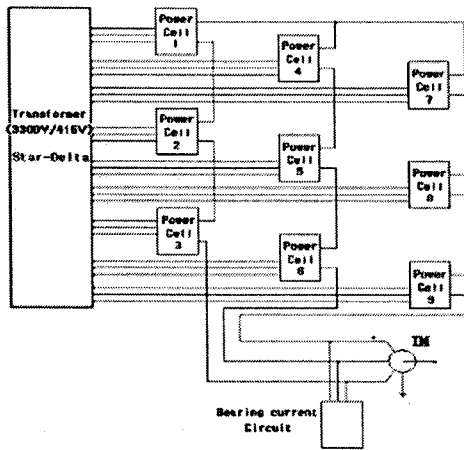
### 6.1 축전류 및 축전압 시뮬레이션 결과

본 논문에서의 시뮬레이션 및 실험 모델에 대한 전동기 및 인버터 사양은 4절의 표 1과 밑에 나와있는 표 5와 같다.

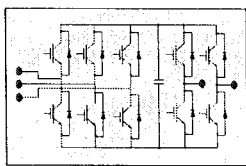
표 5 인버터 제원  
Table 5 The specifications of inverter model

정격전압	3300[V]
출력용량	2[MVA]
스위칭주파수	2[kHz]
스위칭소자	IGBT
제어방식	벡터제어

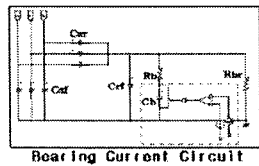
다권선 변압기(3300V/415V, 18-펄스타입)로부터 전압을 공급받는 Power Cell들을 그림 8-(a)와 같이 상당 3개씩 직렬로 연결하여 7레벨의 출력전압을 만들고, 유도전동기에 연결시킨다[11]. 그림 8-(b)는 Power Cell 1개당의 회로를 나타내며, 4장, 5장에서 구해진 파라미터값들을 적용하여 그림 8-(c)와 같은 축전류의 경로를 만들었다. 여기서, 전동기가 정지시나 저속 구동시에는 베어링 물러가 내륜 및 외륜과 직접 접촉되므로 저항성분만 존재하지만, 정격상태에 이를 경우 유막의 형성으로 인해 저항과 커패시턴스 성분을 같이 적용한다[12]. 그러나 고속 회전시 발생하는 열로 인하여 베어링의 저항값이 매우 증가하게 되고(약 2.5M[ohm]) 일시적으로 물러가 내륜이나 외륜과 접촉될때 생기는 커패시터의 방전현상까지 추가적으로 고려해야만 한다. 따라서 본 연구에서는 그림 8-(c)의 점선부분과 같이 베어링 커패시터에 스위치를 이용한 랜덤펄스를 이용하여 이를 적용하였다.



(a) 인버터-유도전동기 결합 회로도



(b) Power Cell 회로도



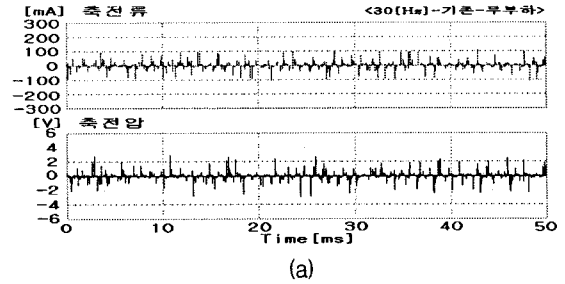
(c) 축전류 회로도

그림 8 시뮬레이션 등가회로

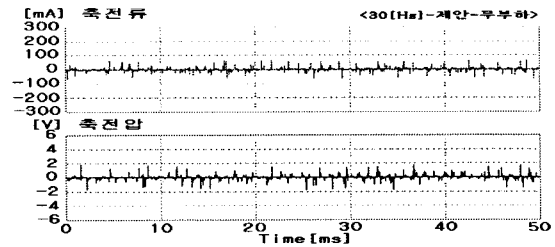
Fig. 8 Simulation equivalent circuit

( $C_{sf}$  : 고정자 권선과 프레임 사이의 부유용량,  $C_{sr}$  : 고정자 권선과 회전자 사이의 부유용량,  $C_{rf}$  : 회전자와 프레임 사이의 부유용량,  $R_b$  : 베어링 저항,  $C_b$  : 베어링 커패시턴스,  $R_{br}$  : 브러시 저항)

구성된 회로도에 4장과 5장에서 구하였던 파라미터들을 대입하여 시뮬레이션 하였을 경우의 30[Hz], 45[Hz], 60[Hz] 시 무부하일때의 축전류 및 축전압의 시뮬레이션 결과는 그림 9~그림 11과 같다.



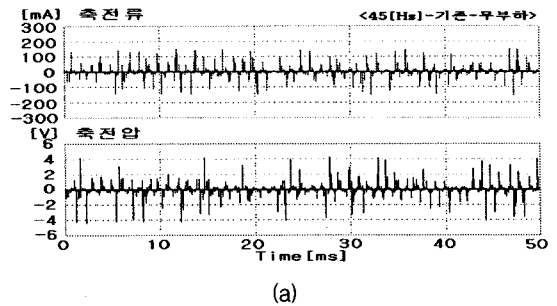
(a)



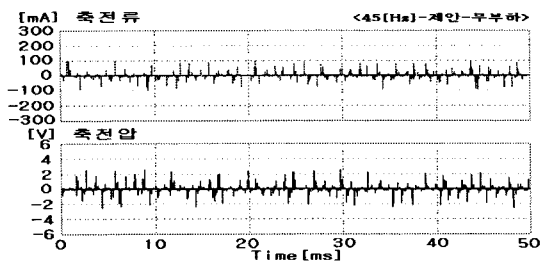
(b)

그림 9 30[Hz] 무부하시 축전류 및 축전압 시뮬레이션 파형 (a) 기존의 방법을 이용 (b) 제안된 방법을 이용

Fig. 9 Simulation waveform of bearing current and shaft voltage in 30[Hz] No-load condition (a) Using conventional method (b) Using proposed method



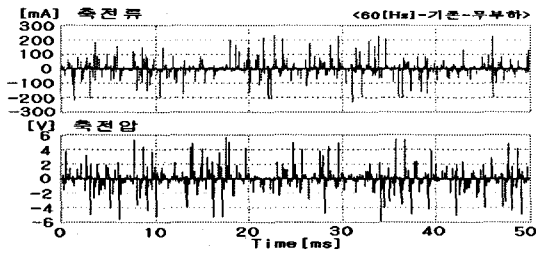
(a)



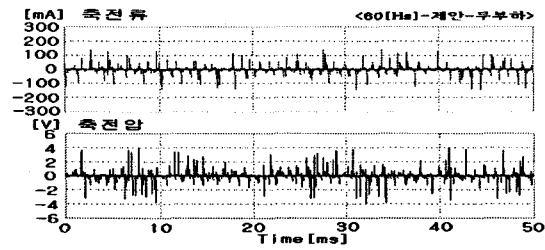
(b)

그림 10 45[Hz] 무부하시 축전류 및 축전압 시뮬레이션 파형 (a) 기존의 방법을 이용 (b) 제안된 방법을 이용

Fig. 10 Simulation waveform of bearing current and shaft voltage in 45[Hz] no-load condition (a) Using conventional Method (b) Using proposed Method



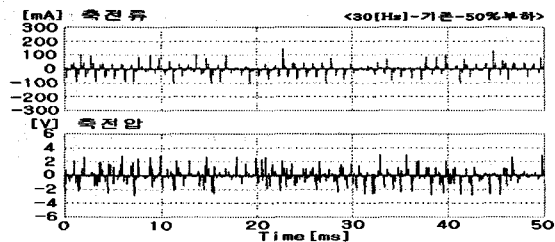
(a)



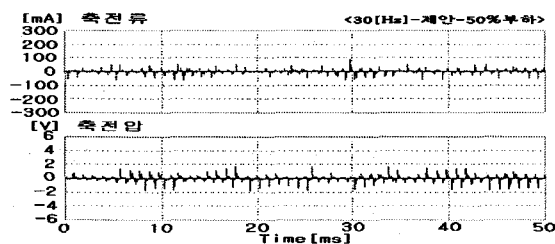
(b)

그림 11 60[Hz] 무부하시 축전류 및 축전압 시뮬레이션 파형 (a) 기존의 방법을 이용 (b) 제안된 방법을 이용  
 Fig. 11 Simulation waveform of bearing current and shaft voltage in 60[Hz] no-load condition (a) Using conventional method (b) Using proposed method

또한 50% 부하시에 시뮬레이션된 30[Hz], 45[Hz], 60[Hz]의 축전류, 축전압 파형은 그림 12~14와 같다.

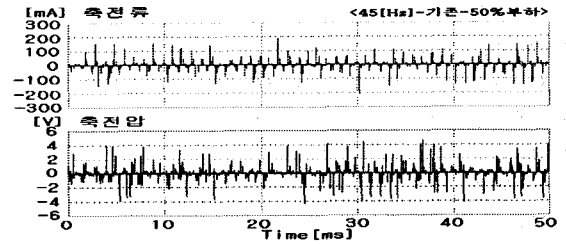


(a)

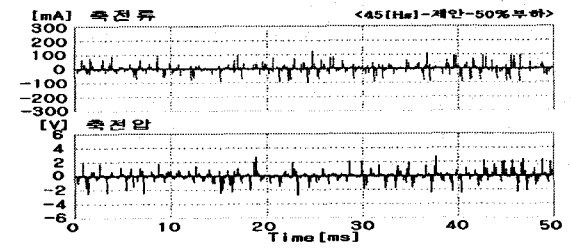


(b)

그림 12 30[Hz] 50%부하시 축전류 및 축전압 시뮬레이션 파형 (a) 기존의 방법을 이용 (b) 제안된 방법을 이용  
 Fig. 12 Simulation waveform of bearing current and shaft voltage in 30[Hz] 50% load condition (a) Using conventional method (b) Using proposed method

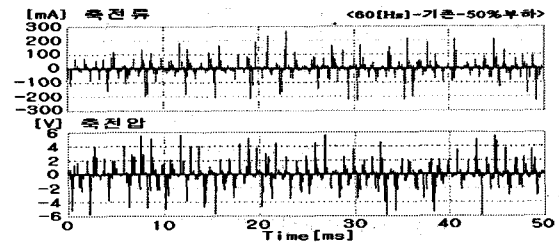


(a)

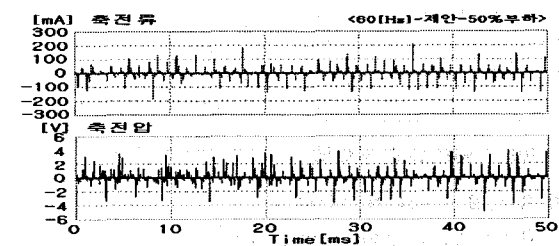


(b)

그림 13 45[Hz] 50%부하시 축전류 및 축전압 시뮬레이션 파형 (a) 기존의 방법을 이용 (b) 제안된 방법을 이용  
 Fig. 13 Simulation waveform of bearing current and shaft voltage in 45[Hz] 50% load condition (a) Using conventional method (b) Using proposed method



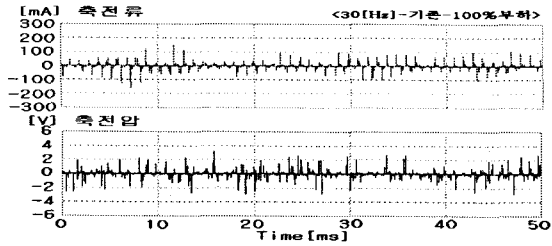
(a)



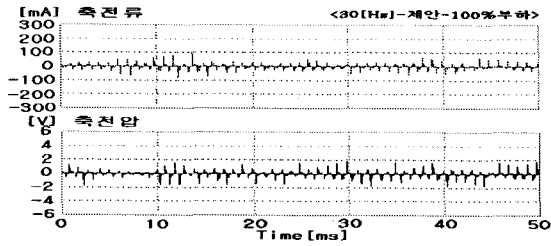
(b)

그림 14 60[Hz] 50%부하시 축전류 및 축전압 시뮬레이션 파형 (a) 기존의 방법을 이용 (b) 제안된 방법을 이용  
 Fig. 14 Simulation waveform of bearing current and shaft voltage in 60[Hz] 50% load condition (a) Using conventional method (b) Using proposed method

그리고 100% 부하시에 시뮬레이션된 30[Hz], 45[Hz]의 축전류, 축전압의 파형은 그림 15~16과 같다.

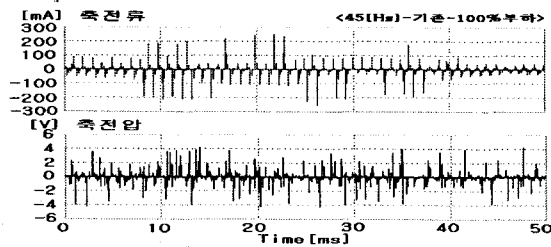


(a)

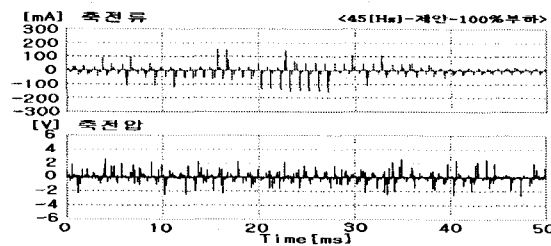


(b)

그림 15 30[Hz] 100%부하시 축전류 및 축전압 시뮬레이션 파형 (a) 기존의 방법을 이용 (b) 제안된 방법을 이용  
 Fig. 15 Simulation waveform of bearing current and shaft voltage in 30[Hz] 100% load condition (a) Using conventional method (b) Using proposed method



(a)



(b)

그림 16 45[Hz] 100%부하시 축전류 및 축전압 시뮬레이션 파형 (a) 기존의 방법을 이용 (b) 제안된 방법을 이용  
 Fig. 16 Simulation waveform of bearing current and shaft voltage in 45[Hz] 100% load condition (a) Using conventional method (b) Using proposed method

표 6, 7은 기존의 방법과 제안된 방법을 이용한 파라미터를 이용하였을때 시뮬레이션된 축전류 및 축전압의 결과를 나타낸다.

표 6 해석모델의 축전류 시뮬레이션 결과

Table 6 Simulation result of analysis model's bearing current

출력주파수	부하	축전류 (Peak,기존방법)	축전류 (Peak,제안된 방법)
30[Hz]	0%	100[mA]	70[mA]
30[Hz]	50%	145[mA]	90[mA]
30[Hz]	100%	155[mA]	100[mA]
45[Hz]	0%	150[mA]	100[mA]
45[Hz]	50%	190[mA]	120[mA]
45[Hz]	100%	250[mA]	150[mA]
60[Hz]	0%	220[mA]	150[mA]
60[Hz]	50%	250[mA]	210[mA]

표 7 해석모델의 축전압 시뮬레이션 결과

Table 7 Simulation result of analysis model's shaft voltage

출력주파수	부하	축전압 (Peak,기존방법)	축전압 (Peak,제안된 방법)
30[Hz]	0%	3[V]	2[V]
30[Hz]	50%	3[V]	2[V]
30[Hz]	100%	3[V]	2[V]
45[Hz]	0%	4[V]	3[V]
45[Hz]	50%	4[V]	3[V]
45[Hz]	100%	4[V]	3[V]
60[Hz]	0%	5.5[V]	4[V]
60[Hz]	50%	5.5[V]	4[V]

시뮬레이션 결과를 분석하면, 출력주파수가 증가할수록 축전류 값이 증가하며, 부하 증가에 따라서도 피크값이 높아진다는 것을 확인할 수 있다. 반면 축전압은 주파수가 증가할수록 입력전압의 dv/dt의 변화에 따라 증가하지만, 부하에 따른 영향은 별 차이가 없음을 알 수 있다.

6.2. 축전류 및 축전압의 실험(측정) 결과

축전류와 축전압의 측정 결과는 다음과 같다. 회전자 사이의 임피던스 성분으로부터 유기되는 축전류 값을 측정하기 위하여 그림 17과 같이 한쪽 베어링(반부하측)을 프레임으로부터 절연시킨 후 샤프트에 전도성 재질을 가지는 브러시를 장착해서 샤프트와 항상 접촉된 상태로 놓고 전동기의 접지와 케이블로 연결시킨다. 한쪽 베어링만 절연하는 이유는 양쪽 베어링을 절연시킬 경우 접지사고가 날 가능성이 있으므로 안전사고를 줄이고 인체를 보호하기 위함이다. 이 상태에서 인버터 구동을 통해 무부하와 50%, 100% 부하시의 축전류 축전압 파형을 관찰한다.

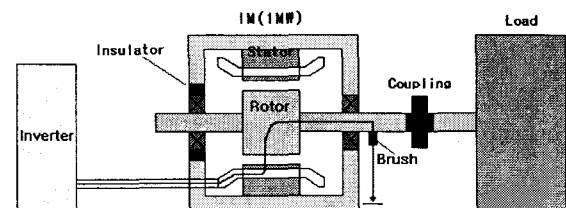
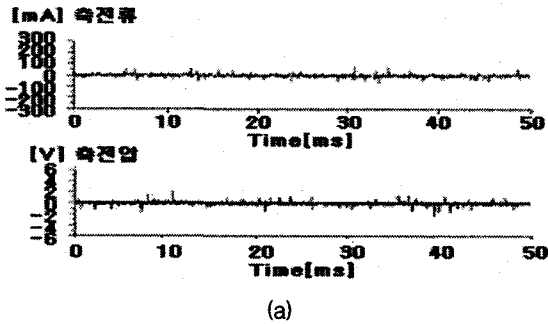


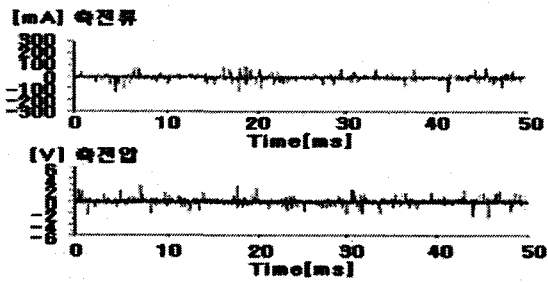
그림 17 축전류 및 축전압 측정

Fig. 17 Measurement of bearing current and shaft voltage

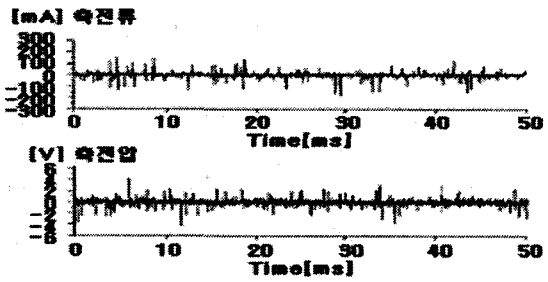
무부하시 주파수(30[Hz], 45[Hz], 60[Hz])에 따른 축전류 및 축전압의 파형은 그림 18과 같다.



(a)



(b)

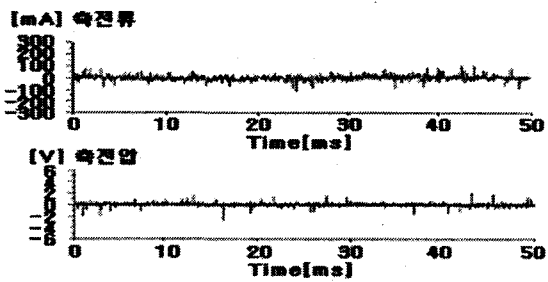


(c)

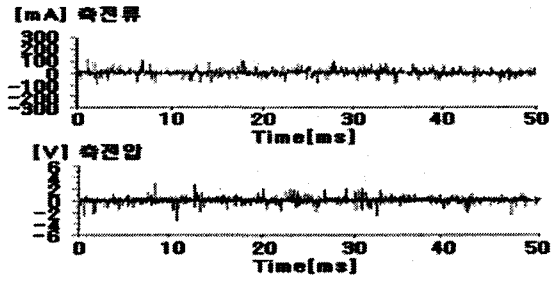
그림 18 무부하시 측정된 축전류, 축전압 파형 (a) 30[Hz] (b) 45[Hz] (c) 60Hz

Fig. 18 Experiment waveform of bearing current and shaft voltage in no load conditions (a) 30[Hz] (b) 45[Hz] (c) 60Hz

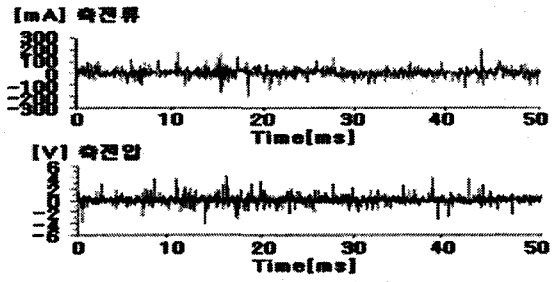
그리고 50% 부하시 시에 측정된 30[Hz], 45[Hz], 60[Hz]의 축전류, 축전압 파형은 그림 19와 같다.



(a)



(b)

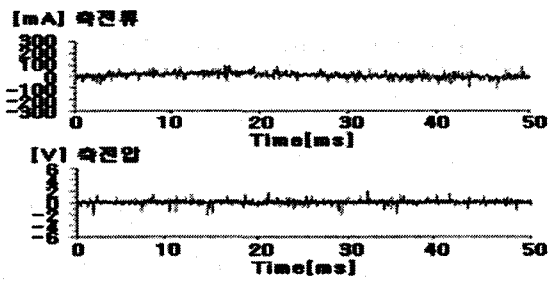


(c)

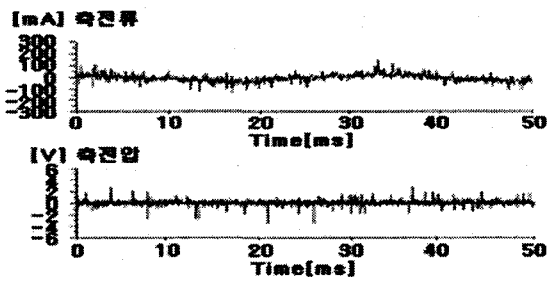
그림 19 50% 부하 시에 측정된 주파수별 축전류, 축전압 파형 (a) 30[Hz] (b) 45[Hz] (c) 60[Hz]

Fig. 19 Experiment waveform of bearing current and shaft voltage in 50% load condition (a) 30[Hz] (b) 45[Hz] (c) 60[Hz]

또한 100% 부하시 시에 측정된 30[Hz], 45[Hz]의 축전류, 축전압 파형은 그림 20과 같다.



(a)



(b)

그림 20 100% 부하 시에 측정된 주파수별 축전류, 축전압 파형 (a) 30[Hz] (b) 45[Hz]

Fig. 20 Experiment waveform of bearing current and shaft voltage in 100% load condition (a) 30[Hz] (b) 45[Hz]



표 8은 본 논문에서 사용된 시스템에서의 축전류 및 전압 실험(측정)결과를 나타낸다.

표 8 실모델의 축전류, 축전압 측정결과

Table 8 Experiment result of bearing current and shaft voltage

출력주파수	부하	축전류(Peak)	축전압(Peak)
30[Hz]	무부하	70[mA]	2[V]
30[Hz]	50%부하	95[mA]	2[V]
30[Hz]	100%부하	110[mA]	2[V]
45[Hz]	무부하	90[mA]	3[V]
45[Hz]	50%부하	120[mA]	3[V]
45[Hz]	100%부하	150[mA]	3[V]
60[Hz]	무부하	145[mA]	4[V]
60[Hz]	50%부하	210[mA]	4[V]

축전류 및 축전압 실험결과를 분석해보면, 주파수의 증가에 따라 입력전압의 증가로 인해 축전류 값이 증가하게 되고, 부하가 증가할 경우에도 피크값이 높아짐을 확인할 수 있다. 또한 부하 변동에 따라서 영점을 기준으로 하여 축전류의 파형이 정현적인 형태로 변하는 것이 관측되었다. 축전압의 경우 주파수가 증가함에 따라 늘어나게 되고, 부하에 따른 영향은 시뮬레이션의 결과와 마찬가지로 별 차이가 없는 것을 알 수 있다.

일반적으로 축전류와 축전압의 문제점은 Impulse의 형태로 발생하여 베어링의 유막을 파괴하는 것에 있고 그 값을 피크값의 크기를 기준으로 한다[13][14]. 시뮬레이션과 실험 결과 파형 및 표 6과 표 7의 데이터값을 비교해보면, FEM으로 계산된 파라미터값을 이용할 경우 축전류 및 축전압을 예측하는데 있어서 기존의 방법에 비해 보다 우수함을 확인할 수 있다.

### 7. 결 론

본 연구에서는 멀티레벨 인버터로 구동되는 철강 압연용으로 제작된 3상 능형 유도전동기에서 발생하는 축전류 해석을 위해서, 유한요소법(FEM)의 정전계 해석을 이용하여 구해진 기생 커패시턴스와 인덕턴스 파라미터를 등가회로상에 적용하는 방법을 이용하였다. 실제로 많은 대형 전동기들이 채택하고 있고 본 연구에서의 해석모델에서도 똑같이 적용된 베어링 절연을 고려하여, 축전류의 두가지 형태중 비순환형에 대한 모델링을 하였다.

제안된 방법과 기존의 수식을 이용했을때의 추출된 데이터를 적용하여 각각 시뮬레이션 해본 결과를 실제 모델의 부하변동을 고려한 측정치와 비교하여 그에 따른 분석을 하였다. 시뮬레이션과 실험 모두에서 부하의 증가시 축전류의 크기가 증가하는 반면 축전압은 일정한 결과값을 가진다는 것을 확인할 수 있었고 그 원인을 고찰하였다. 유한요소법(FEM)을 축전류의 분석 및 해석에 접목시키는 방법이, 파라미터 해석에 요구되는 시간이 있기는 하지만, 보다 정확한 결과파형 및 축전류 문제에서의 가장 큰 주안점인 피크값을 예측할 수 있다는 것을 실측정 데이터를 통하여 확인할 수 있었다. 이러한 방법은 산업현장에서 쓰이는 여러 유도전동

기에서 발생하는 축전류 해석 및 예측에 있어서 유용한 방법이 될 것으로 사료된다.

### 참 고 문 헌

- [1] D. W. Novotny and T. A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives", Clarendon Press, Oxford, 1996
- [2] Don Macdonald and Will Gray, "A Practical Guide to Understanding Bearing Damage Related to PWM Drives", IEEE Conference Record of 1998 Annual, pp. 159-165, 1998
- [3] Patrick J. Link, P. E., "Minimizing Electric Bearing Currents in Adjustable Speed Drive Systems", IEEE Conference Record of 1998 Annual, pp.181-195, 1998
- [4] Annette von Jouanne, Haoran Zhang, "A Dual-Bridge Inverter Approach to Eliminating Common Mode Voltages and Bearing and Leakage Currents", IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, pp.1276-1280, 1997
- [5] Ma Hongfei, Xu Dianguo, "A Novel Common-Mode Sinusoidal Inverter Output Filter with Variable Inductor", IEEE Power Conversion Conference, vol. 2, pp. 710-715, 2002
- [6] Doyle Busse, Jay Erdman, "System Electrical Parameters and Their Effects on Bearing Currents", IEEE Industry Applications, vol. 33, pp. 577-584, 1997
- [7] R. F. Schiferl, M. J. Melfi, "Inverter Driven Induction Motor Bearing Current Solutions", IEEE Petroleum and Chemical Industry Conference, pp. 67-75, 2002
- [8] Shaotang Chen, T. A. Lipo, "Modeling of Motor Bearing Currents in PWM Inverter Drives", IEEE Industry Applications, vol. 32, pp. 1365 - 1370, 1996
- [9] Doyle Busse, Jay Erdman, "System Electrical Parameters and Their Effects on Bearing Currents", IEEE Industry Applications, vol. 33, pp. 577-584, 1997
- [10] 임달호, 전기계의 유한요소법, 동명사, 1986
- [11] 박영민, 유한승, 이현원, "직렬통신을 이용한 H-브릿지 멀티레벨 인버터의 PWM 구현방법", 전력전자학회 논문지, 12월호, pp. 620-627, 2004년
- [12] Doyle F. Busse, Jay M. Erdman, "The Effects of PWM Voltage Source Inverters on the Mechanical Performance of Rolling Bearings", IEEE Industry Applications, vol. 33, pp. 567-576, 1997
- [13] A. Muetze, A. Binder, "Experimental evaluation of mitigation techniques for bearing currents in inverter-supplied drive-systems - investigations on induction motors up to 500kW", IEEE International, IEMDC'03. Vol. 3, 1-4 June 2003
- [14] Bearing Currents in Modern AC Drive Systems - Technical Guide 5 No. 5, ABB Industry, FINLAND

**감사의 글**

본 연구는 한국전기연구원의 지원에 의하여 이루어진 연구로서, 관계부처에 감사 드립니다.

**저 자 소 개**



**전지훈 (全志勳)**

1980년 5월 22일생. 2004년 한양대학교 전자컴퓨터공학부 졸업, 2006년 한양대학교 메카트로닉스공학과 졸업(석사), 2006년~현재 LG전자 DA연구소 T3그룹 주임 연구원

Tel : 02-818-3622

E-mail : s159jjh@hotmail.com



**김병택 (金炳澤)**

1969 2월 10일생. 1994년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동대학원 전기공학과 졸업(공학). 2001년~2002년 삼성전기 종합연구소 CAE팀선임연구원. 2002~2005 LG전자(주) DA연구소 요소기술그룹 책임연구원. 2005~현재 국립군산대학교 전자정보공학부 전임강사.

Tel : 063-469-4744

E-mail : btkim@kunsan.ac.kr



**구대현 (具大鉉)**

1963년 9월 21일 생. 1989년 한양대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사), 2002년 동아대학교 전기공학과 졸업(박사) 1991년~현재 한국전기연구원 산업전기연구단 전동력 연구그룹 그룹장(책임연구원)

Tel : 055-280-1486

Fax : 055-280-1547

E-mail : dhk371@keri.re.kr



**홍정표 (洪定杓)**

1975년 1월 6일생. 1997년 동아대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사), 2001년~현재 동 대학원 전기공학과(박사과정). 현재 한국전기연구원 산업전기연구단 전동력 연구그룹 연구원

Tel : 055-280-1484

Fax 055-280-1547

E-mail : hjp5000@keri.re.kr



**권병일 (權丙一)**

1956년 2월 1일생. 1981년 한양대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 일본 동경대 대학원 졸업(공학). 1990년 (주)도시바 시스템 소프트웨어 연구소 연구원. 1991년 한국 기계 연구소 자기부상열차 사업단 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