

FEM이 적용된 등가회로 파라미터에 의한 축전류 해석

전지훈, 권병일
한양대학교

The Analysis of Bearing Current using Equivalent Circuit Parameters by FEM

Ji Hoon Jun, Byung Il Kwon
Hanyang University

Abstract - This paper deals with the analysis of bearing current in H-bridge seven level multilevel inverter fed induction motor. In the previous researches utilized electromagnetic equations to derive the parasitic capacitance or measured capacitance parameters, but we used FEM to derive parasitic capacitances and defined the equivalent circuit parameters in our strategy. Then we compared suggested method with conventional method in 60[Hz] no load condition.

1. 서 론

인버터로 구동되는 유도전동기는 우수한 동작특성을 가지나, IGBT같은 고속 스위칭 소자를 사용함으로써 EMI, 고주파 누설전류(high frequency leakage current), 축전류(bearing current)등의 문제점들을 발생시킨다[1-2]. 전동기 내부에 존재하는 기생 커패시턴(parasitic capacitance)가 고정자 권선과 프레임 사이, 권선과 회전자, 회전자와 프레임 사이에 존재하기 때문에 이는 입력전압의 높은 dv/dt와 결합하여 누설 경로를 만든다. 이 중에서 회전자 및 샤프트를 통하여 베어링에 전류가 흐르게 되면 flake, fluting등이 발생되어 베어링에 손상을 주게 되고, 이로 인하여 전동기 구동시 편심이나 소음과 같은 문제를 일으키므로 최근에 많은 연구가 진행되고 있다.

본 논문에서는 축전류의 발생의 가장 큰 요소가 되는 기생 커패시턴스를 FEM을 통하여 구하고, 등가회로를 통하여 축전류 파형을 분석하였다. 여기서 해석되는 축전류는 실제 전동기 모델이 한쪽 베어링 절연을 통하여 circulating type 축전류를 방지하였기 때문에 noncirculating type 축전류 해석을 다루었다. 2D 전계 해석을 통해서 권선부와 회전자, 프레임 사이의 커패시턴스를 구하여 lumped parameter로 나타낸 후 인버터, 전동기부와 결합하여 시뮬레이션 하였다. 또한 전자기 수식을 통해서 파라미터를 구했던 이전의 방법[1]도 사용하여 시뮬레이션 해본 후 제안된 방식으로 구한 파라미터값과의 비교를 통한 축전류 해석결과를 나타내었다.

2. 특성 해석

2.1 해석모델

축전류 해석에 사용된 모델은 철강압연용으로 제작된 1[MW]급 3상 농형 유도전동기와 H-bridge 7레벨 멀티레벨 인버터가 사용되었다. 전동기의 경우 축전류에 의한 전식방지를 위해서 샤프트 접지 브러시 방식이 채택되었고, 인버터 방식은 전압반사와 THD 및 dv/dt의 영향을 낮출 수 있는 power cell들이 직렬접속된 cascaded 방식이다.

표1, 2에 전동기와 인버터의 제원을 나타내었다.

표 1 전동기 모델 제원

정격전압[V]	3300	고정자외경[mm]	910
주파수[Hz]	60	고정자내경[mm]	650
극수	6	회전자외경[mm]	644
고정자슬롯수	72	회전자내경[mm]	450
회전자 바 갯수	90	상수	3
축방향길이[mm]	800	결선방식	Y

표 2 인버터 제원

출력주파수[Hz]	60
스위칭주파수[Hz]	1000
출력용량[MVA]	2(3300[V]/350[A])
Cell DC link Voltage[V]	898
스위칭소자	IGBT

2.2 기존 방법에 의한 파라미터 해석

그림 1은 전동기 내부에 존재하는 기생 커패시턴스의 개념도를 보여주고 있다. 전류가 흐르는 권선부와 고정자, 회전자 사이에 전위차로 인한 부유용량이 형성되어 있고 이것을 통하여 고주파 누설전류 및 회전자-샤프트를 통한 축전류가 발생하게 된다.

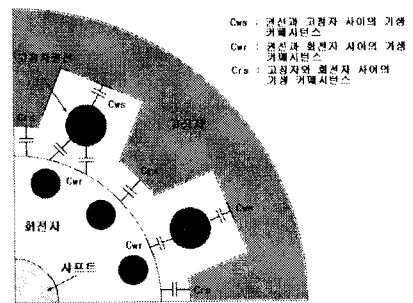


그림 1. 기생 커패시턴스 구조

전동기 제원을 이용하여 기존의 전자기 수식에 의한 커패시턴스 값은 다음과 같다.

$$C_{ws} = \frac{N_s \epsilon_0 \epsilon_r (W_d + W_f) L_1}{d_1} \quad (1)$$

(d₁: 절연물질의 두께 N_s: 고정자 슬롯수 W_d: 고정자 슬롯폭 W_f: 고정자 슬롯높이 L₁: 고정자길이)

$$C_{wr} = \frac{N_r \epsilon_0 W_r L_2}{d_2} \quad (2)$$

(d₂: 공극길이 N_r: 회전자 bar의 수 W_r: bar의 폭 L₂:

회전자길이)

$$C_{rs} = \frac{\pi \epsilon_0 L_3}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \quad (3)$$

(a: 회전자반경 b: 고정자의 안쪽반경 L₃: 축방향길이)

$$C_b = \frac{2\pi \epsilon_0 \epsilon_r L_4}{\ln\left(\frac{k}{j}\right)} \quad (4)$$

(L₄: 베어링 roller길이 j: 베어링 roller의 반지름 k: 외륜과 내륜 사이의 반지름)

위의 방법으로 계산된 커패시턴스 값은 다음과 같다.

표 3 기존방법으로 구한 커패시턴스 값

C _{ws}	156.2[nF]
C _{wr}	765.9[pF]
C _{rs}	2.4[nF]
C _{b(1-14)}	719.2[pF]

2.3 FEM을 적용한 파라미터 해석

기생 커패시턴스는 Gauss법칙과 에너지에 관련된 식으로부터 정전계 해석을 통해 구하게 된다.

$$\nabla(\epsilon_r \epsilon_0 \nabla \Phi(x, y)) = -\rho \quad (5)$$

$$\mathbf{E} = -\nabla V \quad (6)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (7)$$

$$W_e = \frac{1}{2} \int_V \mathbf{D} \cdot \mathbf{E} dv \quad (8)$$

$$W_e = \frac{1}{2} CV^2 \quad (9)$$

여기에서,

ϵ_r : Relative permittivity

Φ : Electric schalar potential

ρ : Charge density

구하고자 하는 경계면에 전위값을 임의로 지정해준 다음 (5)식을 통해 각 요소에서의 전위값을 구하게 되면 (6)식을 적용하여 전계의 세기와 전속밀도를 알 수 있고 (8), (9)식의 정전에너지 식으로부터 권선, 고정자, 회전자 사이의 상호 커패시턴스의 형태로 구할 수 있다.

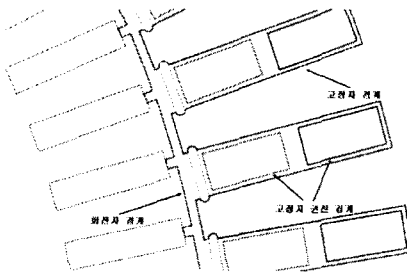


그림 2. 해석도면 경계

가우스 법칙을 통해 권선, 고정자, 회전자의 전하량을 알 수 있으므로 (10)식에서 임의의 전압값을 부여한다. 여기서 diagonal term은 접지로 정의된 프레임과 다른 도체 사이의 커패시턴스 값의 합이 되고, 나머지 성분은 상호 커패시턴스 값(C_{ws}, C_{wr}, C_{rs})이 된다.

$$\begin{pmatrix} Q_w \\ Q_r \\ Q_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{w0} + C_{wr} + C_{rs} & -C_{wr} & -C_{rs} \\ -C_{wr} & C_{s0} + C_{wr} + C_{rs} & -C_{rs} \\ -C_{rs} & -C_{rs} & C_{r0} + C_{wr} + C_{rs} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_w \\ V_s \\ V_r \end{pmatrix} \quad (10)$$

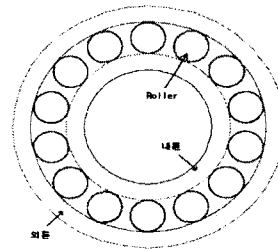
이때, 전계 해석시 중요시 되는 부분이 물질의 비유전율 이므로 슬롯절연에 쓰인 마이카(비유전율:6)를 고려하여 영역을 구분한 후 3x3 형태의 매트릭스 형태로 계산하게 된다. 여기서 슬롯당 도체간의 상호 커패시턴스는 무시할 수 있을만큼 작기 때문에 고정자 권선 전체를 하나의 균집된 형태로 놓고서 해석하였다[3]. 결과값은 다음과 같다.

표 4 해석된 기생 커패시턴스 값

C _{ws}	260.4[nF]
C _{wr}	559.5[pF]
C _{rs}	2.98[nF]

2.4 베어링 커패시턴스 산출

베어링의 커패시턴스 값은 윤활유의 종류, 온도, 전달기 속도에 따라 변화하게 되므로 매우 유동적이거나 일반적인 구동시에 해당되는 윤활막 2micron을 기준으로 하여 해석을 수행하였다.



베어링 치수(Diameter)

외륜 : 320mm
내륜 : 150mm
Roller직경 : 42mm
Roller길이 : 42mm
Roller갯수 : 14개

그림 3. 베어링 도면 및 치수

베어링의 외륜과 내륜, 각 roller에 경계(전위)를 주어 윤활막을 고려하여 해석을 할 경우 총 16x16형태의 커패시턴스 값을 (5)-(9)식을 이용하여 계산할 수 있다. 여기서 Roller 1개당의 커패시턴스 값은 외륜과 roller, roller와 내륜이 직렬구조가 되고 외륜과 내륜 사이의 커패시턴스는 이와 병렬구조가 된다. 한 roller당 해석을 통해 구해진 커패시턴스는 다음과 같다.

표 5 Roller1개당 커패시턴스 값[pF]

C _{ri} (roller1과 내륜사이)	107.8
C _{ro} (roller1과 외륜사이)	43.3
C _{io} (내륜과 외륜사이)	0.004

총 14개의 roller가 병렬구조이기 때문에 전체 베어링의 커패시턴스를 계산하면 C_b=432.6[pF]의 결과값이 나온다.(roller 사이의 커패시턴스는 매우 작은 값을 가지므로 무시)

2.5 축전류 시뮬레이션 결과

본 논문에서 구성한 등가회로는 다음과 같다. 변압기(3300V/635V)로부터 전압을 공급받는 단상 풀브릿지 인버터로 구성된 power cell들을 상당 3개씩 연결하여 7레벨의 출력 전압파형을 만든 후 유도전동기에 연결시킨다. 여기에 앞에서 구한 커패시턴스 파라미터 값들을 전동기 입력단에 연결시킨후 접지와 접속되는 경로를 추가하여 축과 연결된 브러시 부분의 전류값을 측정한다.

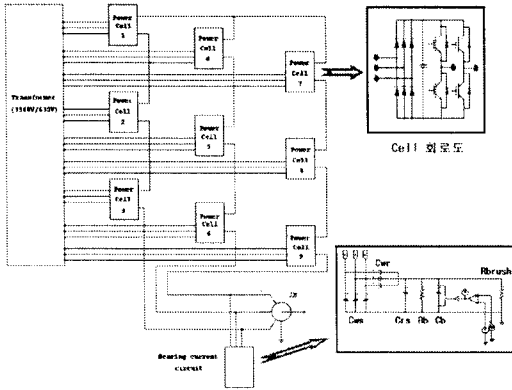


그림 4 시물레이션 구성 회로도

PSIM을 통해서 위와 같은 회로도를 꾸며 시물레이션 하였다. 여기서 베어링의 커패시턴스는 축에 유기된 전압이 random하게 발생되는 절연층 파괴현상을 고려하여 구성하였고, 베어링 저항은 전동기가 정상상태로 구동시 온도상승으로 인하여 높은 값을 가지기 때문에 [M]단위로 놓았으며 축과 접지 사이에 연결되는 브러시의 저항을 베어링과 병렬로 놓았다.

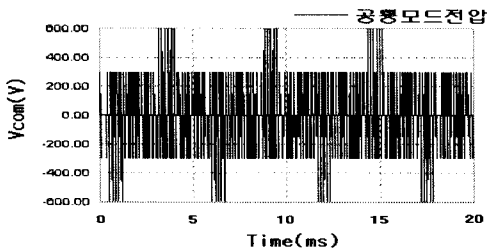


그림 5. 시물레이션된 공통모드 전압

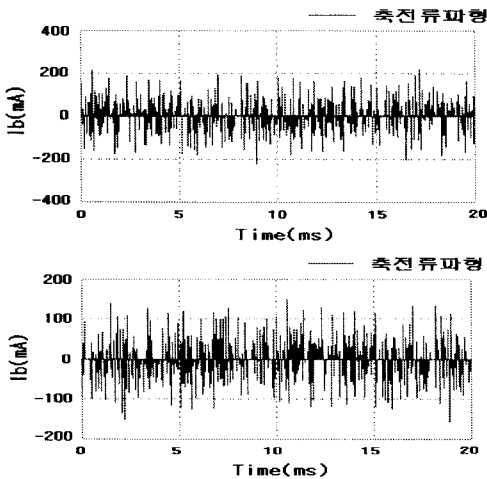


그림 6 기존의 방법(위)과 제안된 방법(아래)의 파형 비교

시물레이션을 해본 결과 공통모드 전압이 바뀌는 구간마다 축전류가 발생되며, 제안된 방법으로 구한 파라미터를 사용할 경우 대략 120[mA]의 피크값을 가지는 축전류가 흐르는 반면 기존의 수식을 통해 구한 파라미터

를 사용할 때는 200[mA]의 피크값을 가지는 파형이 관찰됨을 알 수 있었다.

2.6 축전류 측정결과

실모델의 축전류 측정방법은 다음과 같다. 샤프트와 접촉되어 고정되어 있는 브러시를 프레임으로부터 절연시킨 뒤 브러시와 전동기 접지 사이에 케이블을 연결하여 전류값을 관찰한다. 이와같이 구성할 경우 축전류의 흐름은 고정자 권선부, 회전자, 축을 통과하여 접지로 빠지게 된다. 이렇게 구성하여 측정된 파형은 다음과 같다.

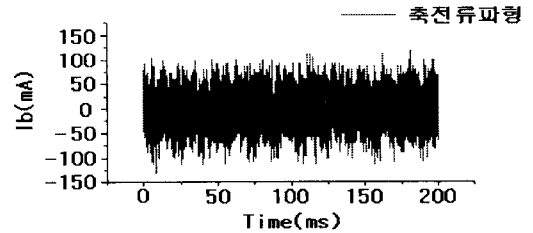


그림 7. 측정된 축전류 파형

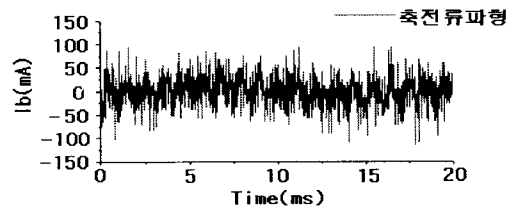


그림 8. 확대된 축전류 파형

측정된 축전류의 피크값은 대략 100[mA]이고, 20[mA]의 실효값을 보였다. 유효요소 해석을 통해서 구해진 파라미터로 시물레이션한 값이 보다 실제값과 유사하다는 것을 확인할 수 있었다.

3. 결 론

본 연구에서는 FEM을 적용하여 noncirculating type 축전류 등가회로 파라미터를 구한 값과 기존의 방법을 통하여 구한 파라미터값을 대입하여 각각에 대해 시물레이션을 수행하였다.

제안된 방법으로 구한 값을 적용할 경우 축전류 파형과 실효값이 보다 실측정에 가까운 결과값을 가진다는 것을 실험을 통해 알 수 있었다. 향후, 여러 스위칭 소자에서 생기는 고주파 임피던스와 케이블 임피던스 성분을 적용함으로써 보다 정확한 해석이 필요할 것으로 사료된다.

[참 고 문 헌]

- [1] Busse, D.F., Erdman, J.M., Kerkman, R.J., "System electrical parameters and their effects on bearing current", IEEE Trans, Vol.33, pp.577-584, 1997
- [2] Shaotang Chen, Lipo T.A. Fitzgerald, D., "Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives", Conference record of the 1995 IEEE, Vol.1, pp.388-393, 1995
- [3] 황돈하, 김용주, 이인우, 배성우, "IGBT PWM 인버터 구동 유도전동기 고정자 권선에서의 과도전압 분포특성", 전력전자학회논문지, pp.351-358, 2003