

工學碩士學位論文

3차원 유한요소법을 이용한 비접촉  
전력 전달장치의 특성해석

Characteristic Analysis of Contact-less Power Supply  
using 3D Finite Element Method



釜慶大學校大學院

電氣工學科

文馨峻

文馨竣의 工學碩士 學位論文을 認准함.

2004年 6月

主 審 工學博士 洪 淳 一



委 員 工學博士 禹 炅 一



委 員 工學博士 朴 瀚 錫



# 목 차

제 1 장 서 론 .....	1
제 2 장 비접촉 전력 전달장치의 모델 해석 .....	3
2.1 공극을 갖는 변압기 .....	3
2.2 변압기의 결합회로 표현 .....	8
제 3 장 특성해석 .....	14
3.1 해석모델 .....	14
3.2 유한요소해석 .....	15
3.3 지배방정식 유도 .....	16
3.4 발생 토크의 계산 .....	18
제 4 장 특성해석 결과 및 고찰 .....	22
4.1 해석결과 .....	22
4.2 비접촉 전력 전달장치 구동회로 .....	28
제 5 장 결 론 .....	32
참고문헌 .....	33
Abstract .....	36

## 그림 목 차

Fig 2.1	Equivalent circuit of a practical transformer with air-gap .....	3
Fig 2.2	Equivalent circuit of a transformer .....	6
Fig 2.3	Equivalent circuit of a transformer with the magnetizing inductance placed in the secondary side .....	7
Fig 2.4	Equivalent circuit of a transformer with the magnetizing inductance placed in the secondary side .....	8
Fig 2.5	Coupled circuit representation of a transformer .....	10
Fig 2.6	T - circuit of a transformer .....	13
Fig 2.7	Equivalent T - circuit of a transformer .....	13
Fig 3.1	Contact-less power supply .....	14
Fig 4.1	3 dimensional analysis model .....	23
Fig 4.2	Mash shape .....	23
Fig 4.3	Primary and secondary coil .....	24
Fig 4.4	Inductance profile with the positions of secondary core .....	25

Fig 4.5	Magnetic coupling coefficient with the positions of secondary core .....	25
Fig 4.6	Vector diagram and magnetic flux density .....	26
Fig 4.7	Electrical scheme for CPS .....	29
	Output/input voltage dependence of the CPS	
Fig 4.8	on the running frequency	
	at $C_p = 0.09 \mu\text{F}$ , $C_s = 0.18 \mu\text{F}$ .....	30
Fig 4.9	Voltage/current characteristic of CPS	
	with a resonant circuit .....	31

## 제 1 장 서 론

최근 변압기의 전자에너지 변환원리를 이용한 비접촉 전력 전달장치(CPS : Contact-less Power Supply)에 대한 연구가 진행되고 있다.

비접촉 전력 전달장치는 비접촉 변압기라고도 칭해지며 일반적인 정지된 변압기와 달리 이동하는 시스템에 전력을 전달할 수 있도록 1차측은 고정되어 있고 2차측은 이동을 하게 되는 특징이 있다.

1차측은 이동하는 시스템의 변위만큼 길이가 증가되고 2차측은 이동하는 시스템 옆에 붙어서 어느 위치에서도 전력전달이 이루어지는 장점이 있다. 반면에, 1차측의 길이가 증가되면 길이의 증가에 따른 누설 자속의 영향으로 인하여 2차측과의 결합 계수가 줄어들어서 효율이 떨어지는 단점이 있다.

이런 단점을 줄이기 위해서 공진회로를 사용하고 전력전달 장치로서 고주파 변압기를 사용한다. 전력전달 장치로 사용되는 고주파 변압기는 현재 전력전자 소자에 사용은 되고 있긴 하지만 개략적인 설계를 통하여 설계하고 있기 때문에 손실이 많이 발생하고 있어서 정확한 누설자속의 계산이 필요하다.

전기기기의 특성해석법으로 집중정수 해석법의 하나인 등가회로법이 오래전부터 사용되어오고 있으며 또한 1980년대 이후 컴퓨터의 발전에 따라 분포정수해석법의 일종인 유한요소법이 사용되기 시작하였다.

등가회로 해석방법은 회로정수의 계산에 있어 자기시스템을 이용한 집중정수를 사용하므로 계산의 정확도가 떨어지고 국부특성을 정확히 알 수 없다. 하지만 회로정수가 얻어지면 여러 동작조건에 따른 전반적인 특성해석이 용이할 뿐만 아니라 계산시간이 매우 짧다. 반면에, 유한요소를 이용한 해석방법은 분포정수 해석법의 특성상 계산시간이 많이 걸리는 단점이 있지만 정확한 동작 특성해석 및 국부 특성해석이 가능한 장점이 있다.

본 논문에서는 3차원 유한요소법을 이용하여 비접촉 전력 전달장치의 특성을 해석하였다. 유한요소법에 의한 전기기기의 해석은 전자장의 지배방정식인 맥스웰 방정식을 적용하여 전기기기 내에서의 자장분포를 계산한 후 이를 이용하여 전기기기의 여러 특성을 계산하는 방법이다. 이는 전기기기의 실제 형상 및 재질특성이 적절히 반영되고 자장의 분포를 구할 수 있으므로 정확한 해석이 가능하다.

비접촉 전력전달 장치의 특성을 해석하기 위하여 3차원 유한요소법을 이용한 상용프로그램을 사용하여 변압기 1차측에 의한 누설자속을 줄이기 위한 모델을 제시하였다. 그리고, 2차측의 위치에 따른 각각의 결합계수와 공진회로에 사용되는 커패시턴스의 값을 3차원 유한요소해석으로부터 구하였다.

또한 유한요소해석으로부터 구한 값들을 이용하여 공진회로를 구성하였고, 전력전자 해석 프로그램을 이용하여 2차측의 위치에 따른 비접촉 전력전달 장치의 1, 2차측 전압과 전류로부터 역률을 구하여 1차측 누설자속의 영향을 확인하였다.

## 제 2 장 비접촉 전력 전달장치의 모델 해석

### 2.1 공극을 갖는 변압기

공극을 갖는 변압기의 등가회로를 그림 2.1, 2.2에 나타내었다.

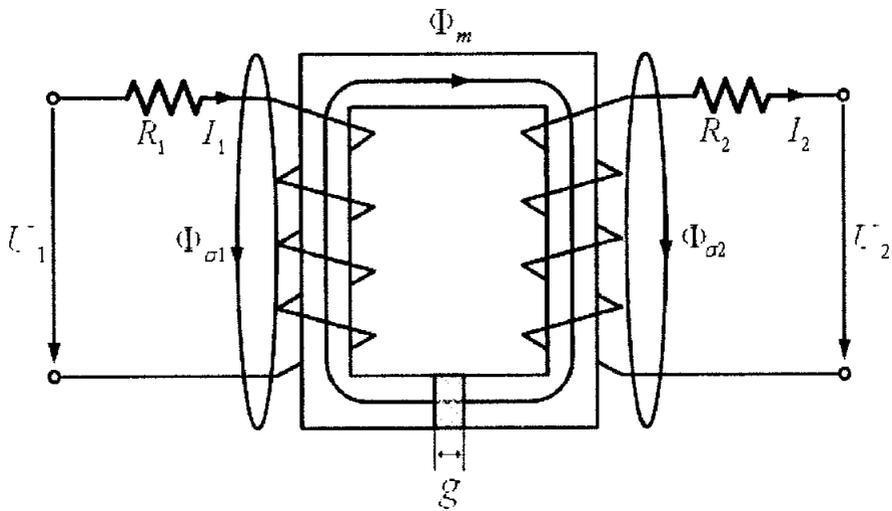


그림 2.1 공극을 가진 실제 변압기의 등가회로

Fig. 2.1 Equivalent circuit of a practical transformer with air-gap

한 코일의 mmf에 의해서 생성되는 자속은 2가지로 구분되어 진다.

◦ mmf를 생성하는 코일의 전체 턴에 걸리는 누설자속으로서, 다른 코일의 턴에는 영향을 주지 않는다. 이것은  $\Phi_{\sigma 1}$ 와  $\Phi_{\sigma 2}$ 로 나타내어 진다.

◦ 양 코일의 턴에 걸리는 상호 자속  $\Phi_m$ 은 식 (2.1)로 나타낼 수 있다.

$$\Phi_m = \frac{N_1 i_1 - N_2 i_2}{R_m} \quad (2.1)$$

여기서, 자기 저항  $R_m$ 은 식 (2.2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$R_m = R_{mFe} + R_{mg} = \frac{l_{Fe}}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot S_{Fe}} + \frac{g}{\mu_0 \cdot S_g} \quad (2.2)$$

이상적인 변압기에서는 공극이 없기 때문에 ( $g=0$ ) 두 번째 항은 무시할 수 있고 비투자율의 높은 값 때문에 첫 번째항도 같은 값이 된다 (0). 식 (2.1)로부터  $N_1 i_1 - N_2 i_2 = 0$  를 얻을 수 있지만 이것은 실제 변압기에는 적용이 불가능하다.

따라서 아래의 식들로서 변압기의 해석에 필요한 값들을 유도할 수 있다.

1, 2차측에 대한 자속과 쇄교자속수는 아래의 식으로 나타낼 수 있다.

$$\Phi_1 = \Phi_{\sigma 1} + \Phi_m \quad (2.3)$$

$$\Phi_2 = -\Phi_{\sigma 2} + \Phi_m \quad (2.4)$$

$$\Psi_1 = N_1 \Phi_1 \quad (2.5)$$

$$\Psi_2 = N_2 \Phi_2 \quad (2.6)$$

또한, 전압에 관련된 식들을 아래의 식 (2.7) (2.8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$u_1 = R_1 i_1 + e_{11} = R_1 i_1 + \frac{d\Psi_1}{dt}$$

$$u_2 = -R_2 i_2 + e_{22} = -R_2 i_2 + \frac{d\Psi_2}{dt} \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned}
e_{11} &= \frac{d\Psi_1}{dt} = N_1 \frac{d\Phi_{\sigma 1}}{dt} + N_1 \frac{d\Phi_m}{dt} \\
e_{22} &= \frac{d\Psi_2}{dt} = -N_2 \frac{d\Phi_{\sigma 2}}{dt} + N_2 \frac{d\Phi_m}{dt}
\end{aligned} \tag{2.8}$$

1차측 2차측의 누설 인덕턴스는 식 (2.9)와 같이 나타나고 누설인덕턴스를 제외한 코일에서의 역기전력은 식 (2.10)과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned}
L_{\sigma 1} &= \frac{N_1 \Phi_{\sigma 1}}{i_1} \\
L_{\sigma 2} &= \frac{N_2 \Phi_{\sigma 2}}{i_2}
\end{aligned} \tag{2.9}$$

$$\begin{aligned}
e_1 &= N_1 \frac{d\Phi_m}{dt} \\
e_2 &= N_2 \frac{d\Phi_m}{dt}
\end{aligned} \tag{2.10}$$

이상에서 구한 파라미터를 사용하여 등가회로를 다시 구성하면 그림 2.2와 같다.

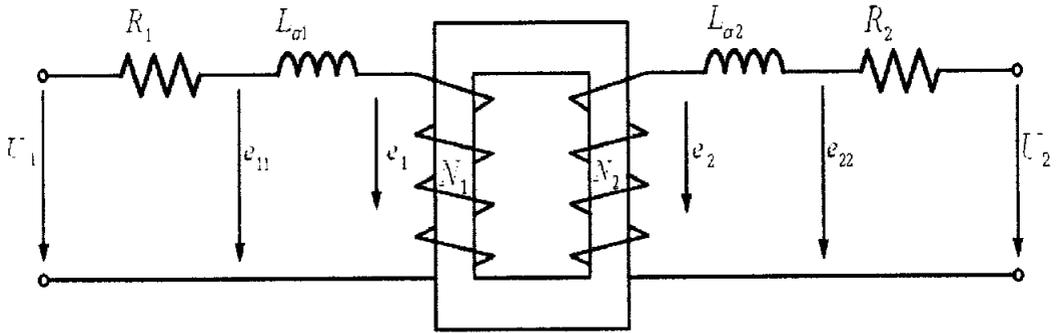


그림 2.2 변압기 등가 회로

Fig 2.2 Equivalent circuit of a transformer

그림 2.2 의 등가회로에서 아래의 식 (2.11) 과 (2.12) 를 얻을 수 있다.

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.11)$$

그리고 식 (2.7)은 아래의 식 (2.12)로 다시 나타낼 수 있다.

$$u_1 = R_1 i_1 + L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + e_1$$

$$u_2 = -R_2 i_2 - L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} + e_2 \quad (2.12)$$

$i'_m$ 은 단지  $N_1$ 턴의 코일이 상호 자속  $\phi_m$ 을 생성하기 위해 요구되는 전류이다. 이것은 코일  $N_1$ 에 관련되어 있고 자화 전류라 부른다.

그리고 전부하에서

$$N_1 i'_m = N_1 i_1 - N_2 i_2 \quad (2.13)$$

$$i_1 = i'_m + i_2 \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (2.14)$$

$$L'_m = \frac{N_1 \Phi_m}{i'_m} = \frac{N_1^2}{R_m} \quad (2.15)$$

이고 일차측 코일  $N_1$ 에 관련된 변압기의 자화 인덕턴스는 그림 2.3 과 같다.

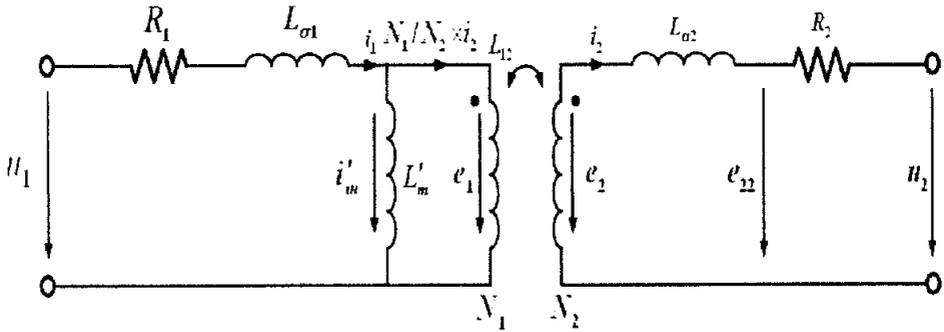


그림 2.3 1차측에 자화 인덕턴스를 가진 변압기의 등가 회로

Fig 2.3 Equivalent circuit of a transformer with the magnetizing inductance placed in the primary side

위와 같은 방법으로 2차측 코일  $N_2$ 에 관련된 자화 인덕턴스는 식 (2.16)과 같이 나타내어 진다.

$$L''_m = \frac{N_2 \Phi_m}{i''_m} = \frac{N_2^2}{R_m} \quad (2.16)$$

그리고 코일  $N_2$ 에 관련된 변압기의 자화 인덕턴스는 그림 2.4와 같이 나타낼 수 있다.

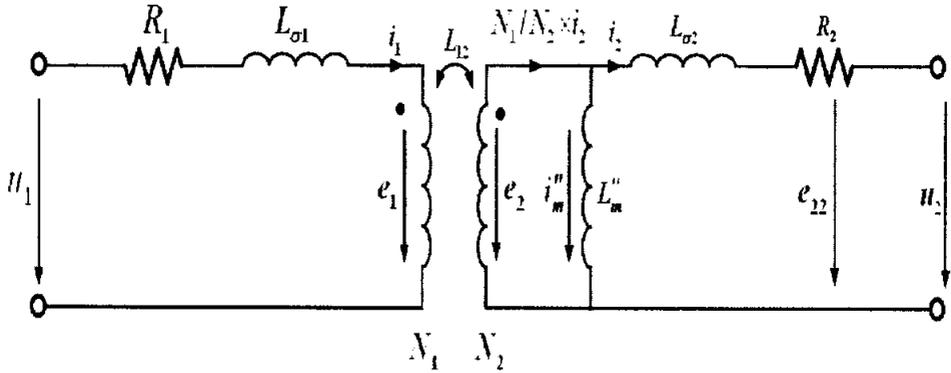


그림 2.4 2차측에 자화 인덕턴스를 가진 변압기의 등가 회로

Fig 2.4 Equivalent circuit of a transformer with the magnetizing inductance placed in the secondary side

## 2.2 변압기의 결합회로 표현

2개의 코일을 가진 변압기는 그림 2.1에서 도식화 하였고, 또한 두 코일사이의 상호 인덕턴스를 가진 두개의 가지(branches)로 구성된 선형회로로 나타낼 수 있다. 이 대체 회로는 양 코일의 결합에 의한 상호자속  $\Phi_m$ 이 2부분으로 구성되어 있다는 사실의 고려에 의해 이끌어 낼 수 있다. 각각의 부분들은 각 코일의 mmf에 의해서 자속이 생성되며 식 (2.1)에서 유도할 수 있다.

$$\Phi_m = \frac{N_1 i_1 - N_2 i_2}{R_m} = \Phi_{m1} - \Phi_{m2} \quad (2.17)$$

그러나 식 (2.17)에서,  $\Phi_m$ 이 2부분으로 구성되어 있으므로 식 (2.18) (2.19)처럼 나타낸다.

$$\Psi_1 = N_1(\Phi_{s1} + \Phi_{m1}) - N_1 \cdot \Phi_{m2} \quad (2.18)$$

$$\Psi_2 = -N_2(\Phi_{s2} + \Phi_{m2}) + N_2 \cdot \Phi_{m1} \quad (2.19)$$

이 두 식에서, 우측의 첫번째항은 같은 코일내의 전류에 의해서 코일내에 생성되는 쇄교자속(flux linkage)을 나타낸다. 반면에 두번째항은 한 코일내의 전류가 다른 코일내에 생성하는 쇄교자속을 나타낸다. 두 코일의 자기 인덕턴스  $L_{11}$ 과  $L_{22}$ , 상호 인덕턴스  $L_{12}$ 와  $L_{21}$ 은 아래식과 같이 정의할 수 있다.:

$$L_{11} = \frac{N_1(\Phi_{s1} + \Phi_{m1})}{i_1}, \quad L_{22} = \frac{N_2(\Phi_{s2} + \Phi_{m2})}{i_2}$$

$$L_{12} = \frac{N_1\Phi_{m2}}{i_2}, \quad L_{21} = \frac{N_2\Phi_{m1}}{i_1} \quad (2.20)$$

여기서 식 (2.17)로 부터,

$$\Phi_{m1} = \frac{N_1 i_1}{R_m}, \quad \Phi_{m2} = \frac{N_2 i_2}{R_m} \quad (2.21)$$

식 (2.20)에서  $\Phi_{m1}$ 과  $\Phi_{m2}$ 를 대입하면,

$$L_{12} = \frac{N_1 \cdot N_2}{R_m}, \quad L_{21} = \frac{N_2 \cdot N_1}{R_m} \quad (2.22)$$

따라서,

$$L_{12} = L_{21} \quad (2.23)$$

인덕턴스 파라미터들은 그림 2.2 에서 보여준 회로형태에 집중형 코일저항 (lumped winding resistance)형태로 결합되어 있다.

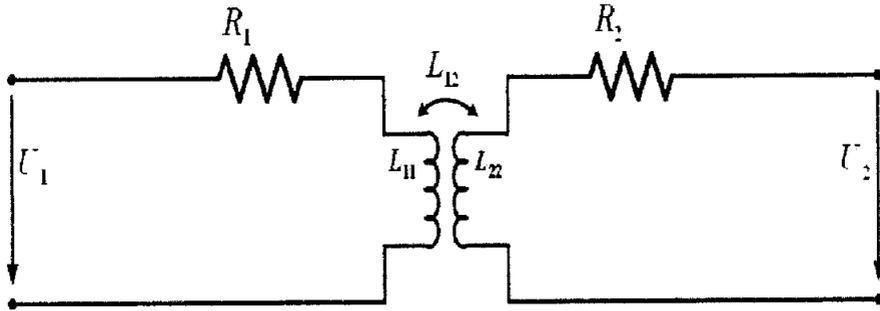


그림 2.5 변압기의 결합회로 형태의 표현  
 Fig 2.5 Coupled circuit representation of a transformer

두 상수값은 결합계수로부터 정의하는 것이 편리하다. 이것들은 식 (2.17)에서,

$$K_1 = \frac{\Phi_{21}}{\Phi_{11}}, \quad K_2 = \frac{\Phi_{12}}{\Phi_{22}} \quad (2.24)$$

식 (2.20)에서  $L_{12}$ 의 두가지 형태는 곱으로 나타난다. 이것은 식 (2.25)처럼 나타낼 수 있다.

$$L_{12}^2 = \left(N_1 \frac{\Phi_{12}}{i_2}\right) \cdot \left(N_2 \frac{\Phi_{21}}{i_1}\right) = K_1 K_2 L_{11} L_{22} \quad (2.25)$$

일반적인 새로운 상수 형식으로 나타내면 식 (2.26)과 같다.

$$k^2 = K_1 K_2 \quad (2.26)$$

따라서,  $k$ 는 식 (2.27)과 같이 나타낼 수 있다.

$$k = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11} L_{22}}} \quad (2.27)$$

위식은 결합계수(coupling factor)라 하고, 실제 설계에서 아주 많이 사용된다.

식 (2.20)에 식(2.18), 식(2.19)를 대입하면 아래의 식들을 얻을 수 있다.

$$\Psi_1 = L_{11}i_1 - L_{12}i_2 \quad (2.28)$$

$$\Psi_2 = -L_{22}i_2 + L_{12}i_1 \quad (2.29)$$

여기서  $L_{12}$ 는 두 코일의 상호 인덕턴스로 나타내어진다.

따라서, 1,2차측의 공급전압은 식 (2.30)과 같이 나타낼 수 있으며, 자기 인덕턴스는 식 (2.31)과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} u_1 &= R_1i_1 + L_{11}\frac{di_1}{dt} - L_{12}\frac{di_2}{dt} \\ u_2 &= -R_2i_2 - L_{22}\frac{di_2}{dt} + L_{12}\frac{di_1}{dt} \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} L_{11} &= \frac{N_1\Phi_{\sigma 1}}{i_1} + \frac{N_1\Phi_{m1}}{i_1} = L_{\sigma 1} + L'_m \\ L_{22} &= \frac{N_2\Phi_{\sigma 2}}{i_2} + \frac{N_2\Phi_{m2}}{i_2} = L_{\sigma 2} + L''_m \end{aligned} \quad (2.31)$$

또한 1,2 차측의 자화 인덕턴스는 턴수비와 상호인덕턴스의 곱의 형태로 식 (2.32)처럼 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} L'_m &= \frac{N_1^2}{R_m} = \frac{N_1}{N_2} \cdot L_{12} \\ L''_m &= \frac{N_2^2}{R_m} = \frac{N_2}{N_1} \cdot L_{12} \end{aligned} \quad (2.32)$$

그리고, 2차측의 파라미터의 1차측 변환값 역시 턴수비를 이용하여 식 (2.33~37)로

표현할 수 있다.

$$e'_2 = \frac{N_1}{N_2} \cdot e_2 = e_1 \quad (2.33)$$

$$u'_2 = \frac{N_1}{N_2} \cdot u_2 \quad (2.34)$$

$$I'_2 = \frac{N_2}{N_1} \cdot i_2 \quad (2.35)$$

$$x'_{\sigma 2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot x_{\sigma 2} \quad (2.36)$$

$$R'_2 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot R_2 \quad (2.37)$$

위의 식들로부터 부하 파라미터는 아래의 식 (2.38) 과 (2.39)로 나타낼 수 있다.

$$x'_1 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot x_1 \quad (2.38)$$

$$R'_1 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot R_1 \quad (2.39)$$

그리고 등가 회로는 그림 2.6 과 같이 나타낼 수 있다.

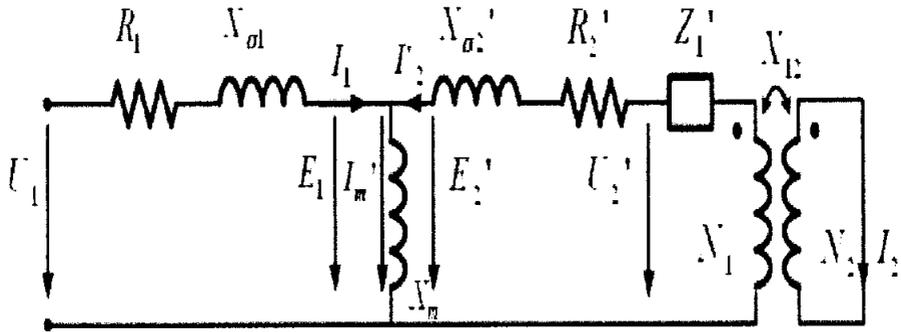


그림 2.6 변압기 T형 회로

Fig 2.6 T - circuit of a transformer

여기서 등가회로의 마지막 부분은 파라미터를 가지고 있지 않기 때문에, 이상적인 도체(ideal conductor)로 볼 수 있고, 이것을 제거하면 그림 2.7과 같이 나타낼 수 있다.

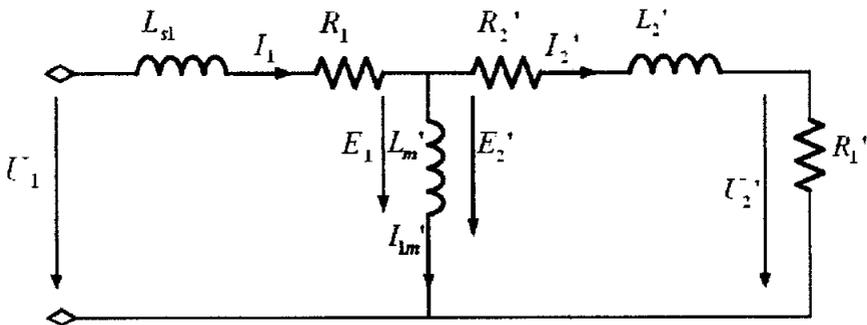


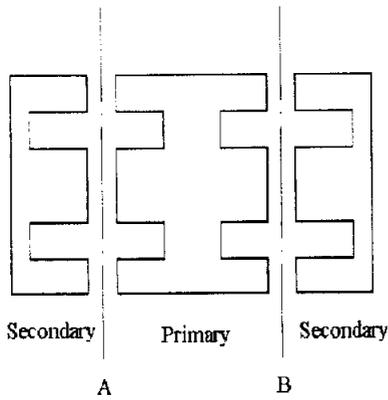
그림 2.7 변압기의 T형 등가회로

Fig 2.7 Equivalent T -circuit of a transformer

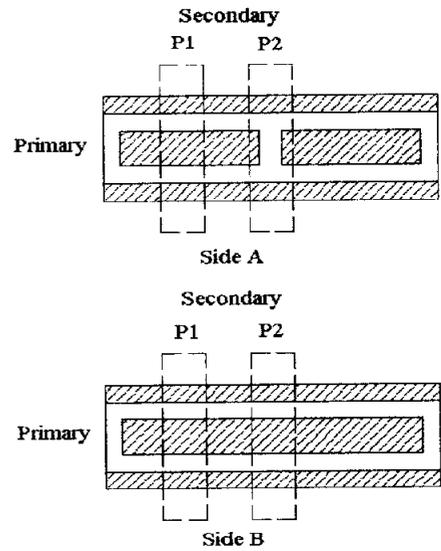
## 제 3 장 특성해석

### 3.1 해석모델

그림 1은 본 논문에서 채택한 해석모델이며 (a)는 정면도를 (b)는 측면도를 나타낸다. 누설자속을 줄이기 위하여 측면도에서 1차 코일이 감기는 부분을 그림과 같이 분리하였다. 그림에서 P1, P2는 각각 2차측의 위치를 나타낸다. 비접촉 전력전달장치의 제원을 표 1에 나타내었다.



(a) 정면도



(b) 측면도

그림 3.1 비접촉 전력 전달장치  
Fig. 3.1 Contact-less Power Supply

표 1 비접촉 전력 전달장치의 제원

	Parameter	Value
Primary	Lamination depth	300[mm]
	Turn of coil	45
Secondary	Lamination depth	60[mm]
	Turn of coil	100
Frequency	1000[Hz]	
Air-gap	0.5	

### 3.2 유한요소해석

전자 에너지 변환기기의 특성해석은 제반 파라미터를 집중정수로 취급하는 등가 자기회로법과 분포정수로 취급하는 전자장 이론으로 대별할 수 있다. 회로 이론을 기초로 한 등가 자기회로법은 기기의 구조가 간단하거나 전기, 자기적으로 완전한 대칭성을 지닌 경우를 제외하고는 정확한 해를 구할 수 없다.

특히 슬롯이나 치 등과 같이 기하학적으로 복잡한 형상을 갖는 경우는 이들을 평균 자기저항으로 밖에 고려할 수 없으므로 많은 오차를 수반하게 되어 기기의 정밀 해석 및 설계에 적용하기에는 문제점이 많다. 전자장 이론은 Maxwell 의 전자방정식으로부터 유도되는 편미분 방정식을 수치해석적인 방법을 이용하여 기기의 제 특성 해석 및 설계를 수행하는 방법이다.

### 3.3 지배방정식 유도

자기벡터 포텐셜  $A$  를 이용한 자계 영역을 나타내는 3차원 지배방정식은 다음과 같다.

$$\text{rot}(\nu \text{rot}A) = J_0 + J_e \quad (3.1)$$

단 여기서  $\nu$  는 자기저항을,  $J_0$ 는 전류밀도,  $J_e$ 는 와전류 밀도이며 다음과 같이 나타낸다.

$$J_e = -\sigma \left( \frac{\partial A}{\partial t} + \nabla \Phi \right) \quad (3.2)$$

단 여기서  $\sigma$  는 전기적인 도전율이며  $\Phi$  는 전기 스칼라 포텐셜이다.

식 (3.2)와  $J_e=0$  로부터 식 (2.3)이 얻어진다.

$$\nabla \cdot \left\{ -\sigma \left( \frac{\partial A}{\partial t} + \nabla \Phi \right) \right\} = 0 \quad (3.3)$$

자계는 식 (3.1), (3.2) 및 (3.3)을 결합하면 얻어진다.

식 (3.1)과 식(3.3)을 결합하여 Galerkin method를 적용하면 다음식이 얻어진다.

$$\begin{aligned}
G_i = & \int_V \text{rot } N_i \cdot (\nu \text{ rot } A) dV - \int_{V_e} N_i \cdot J_0 dV \\
& + \int_{V_e} N_i \cdot \left\{ \sigma \left( \frac{\partial A}{\partial t} + \nabla \Phi \right) \right\} dV \\
& - \int_S N_i \cdot \{ (\nu \text{ rot } A) \times n \} dS = 0
\end{aligned} \tag{3.4}$$

$$\begin{aligned}
G_{di} = & \int_{V_e} \nabla N_i \cdot \sigma \left( \frac{\partial A}{\partial t} + \nabla \Phi \right) dV \\
& + \int_{S_e} N_i \left\{ -\sigma \left( \frac{\partial A}{\partial t} + \nabla \Phi \right) \right\} \cdot n dS = 0
\end{aligned} \tag{3.5}$$

단, 여기서  $N_i$  는 자기 벡터 포텐셜에 대한 벡터 보간 함수,  $N_i$  는 전기 스칼라 포텐셜에 대한 스칼라 보간 함수,  $V$  는 해석 영역,  $V_e$  는 와전류가 존재하는 해석 영역,  $S$  와  $S_e$  는 각각 해석영역의 경계, 와전류 영역을 나타낸다.  $n$  은  $S$  와  $S_e$  면적의 단위벡터이다.

3차원 영역은 정육면체 요소로 나누어지고, ICCG 법을 사용하여 식 (3.5)와 식 (3.6)을 풀 수 있고, 비선형 특성을 고려하기 위해서 Newton-Raphson을 사용한다. 식 (3.5)와 식 (3.6)을 풀기위하여 회로방정식인 식 (3.6)과 식 (3.7)이 사용된다.

$$[U] = [R] [I] + [L_0] \frac{d}{dt} [I] + [E] \tag{3.6}$$

$$[E] = \frac{d}{dt} [\lambda_s] \tag{3.7}$$

단, 여기서

$$[ U ] = (U_a, U_b, U_c)^T : \text{각상의 전압,}$$

$$[ I ] = (i_a, i_b, i_c)^T : \text{각상의 전류,}$$

$$[ R ] = \text{diag}(R_a, R_b, R_c) : \text{각상의 1차 권선 저항,}$$

$$[ L_0 ] = \text{diag}(L_a, L_b, L_c) : \text{각상의 1차측 코일 단부의 누설 인덕턴스,}$$

$$[ E ] = (E_a, E_b, E_c)^T : \text{각상의 유기기전력}$$

$$[ \lambda_s ] = (\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c)^T : \text{유한요소 영역에서의 각상의 자속 채교수}$$

이다.

### 3.4 발생 토크의 계산

Maxwell 의 전자계 방정식으로부터 유도된 지배방정식을 Galerkin 법과 Newton-Raphson법을 이용하여 비선형 해석으로 구한 자기벡터포텐셜을 이용하여 각 요소에서의 자속밀도를 계산하고 Maxwell Stress Tensor 법으로부터 힘을 계산하였다.

Maxwell Stress Tensor 해석은 다음과 같다. 자계 내에 도체가 놓여 있으면, 이 도체에 작용하는 자기력 밀도는 전류밀도와 자속밀도에 의하여

$$df = (J \times B) dv \quad (3.8)$$

의 로렌츠 힘으로 표시된다.

여기서, 변위전류를 무시한 준 정상상태라고 하면

$$df = \frac{1}{\mu} (\nabla \times B) \times B dv \quad (3.9)$$

이고, 체적  $V$  인 물체에 작용하는 전자력  $F$  는

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= \int_V d\mathbf{f} \, dv \\ &= \frac{1}{\mu_0} \int_V (\nabla \times \mathbf{B}) \times \mathbf{B} \, dv \end{aligned} \quad (3.10)$$

이고,

$$(\nabla \times \mathbf{B}) \times \mathbf{B} = (\mathbf{B} \cdot \nabla) \mathbf{B} - \frac{1}{2} \nabla \cdot \mathbf{B}^2$$

와 Gauss-Green 공식을 적용하면,

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= \frac{1}{\mu_0} \left( \int_s \mathbf{B} (\mathbf{B} \cdot \mathbf{n}) \, dS - \int_s \frac{1}{2} \mathbf{B}^2 \mathbf{n} \, dS \right) \\ &= \frac{1}{\mu_0} \oint_s \mathbf{P} \cdot d\mathbf{S} = \frac{l_{stk}}{\mu_0} \oint_l (\mathbf{P} \cdot \mathbf{n}) \, dl \end{aligned} \quad (3.11)$$

여기서,  $\mathbf{n}, l$  과  $l_{stk}$  는 각각 공극의 요소에서의 단위법선벡터, 적분경로, 적층길이 이며  $\mathbf{P}$ 는 식 (3.12)와 같다.

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} (B_x^2 - \frac{1}{2} |B|^2) & B_x B_y \\ B_y B_x & (B_y^2 - \frac{1}{2} |B|^2) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

공극내의 삼각형 요소에서 중점에 작용하는 힘  $F_x^{(e)}, F_y^{(e)}$  를 구하면 식 (3.13), (3.14)와 같다.

$$F_x^{(e)} = \frac{l_{stk} \cdot l}{\mu_0} \left[ (B_x - \frac{1}{2} |B^{(e)}|^2) n_x + B_x^{(e)} B_y^{(e)} n_y \right] \quad (3.13)$$

$$F_y^{(e)} = \frac{l_{stk} \cdot l}{\mu_0} \left[ B_y^{(e)} B_x^{(e)} n_x + (B_y - \frac{1}{2} |B^{(e)}|^2) n_y \right] \quad (3.14)$$

여기서,  $B_x^{(e)}, B_y^{(e)}, B^{(e)}$  는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} B_x^{(e)} &= \frac{\partial A^{(e)}}{\partial y} = \frac{1}{2\Delta^{(e)}} (d_{1e} A_{1e} + d_{2e} A_{2e} + d_{3e} A_{3e}) \\ B_y^{(e)} &= -\frac{\partial A^{(e)}}{\partial x} = -\frac{1}{2\Delta^{(e)}} (c_{1e} A_{1e} + c_{2e} A_{2e} + c_{3e} A_{3e}) \\ B^{(e)} &= \sqrt{B_x^{2(e)} + B_y^{2(e)}} \end{aligned} \quad (3.15)$$

따라서, 적분경로  $l$  에 작용하는 토크는 식 (3.16)과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{T}^{(e)} &= \mathbf{F}^{(e)} \times \mathbf{r}^{(e)} \\ &= (F_x^{(e)} \hat{\mathbf{x}} + F_y^{(e)} \hat{\mathbf{y}}) \times (r_x^{(e)} \hat{\mathbf{x}} + r_y^{(e)} \hat{\mathbf{y}}) \\ &= (F_y^{(e)} r_x - F_x^{(e)} r_y) \hat{\mathbf{z}} \end{aligned} \quad (3.16)$$

따라서, 회전자 표면에 작용하는 전체 토크는, 식 (3.17)로 나타내어 진다.

$$T = \sum_{i=1}^n T_i^{(e)} \quad (3.17)$$

여기서  $n$  은 한층의 공극 요소수이다.

## 제 4 장 특성해석결과 및 고찰

### 4.1 해석결과

비접촉 전력 전달장치의 특성해석을 위하여 3차원 유한요소법이 사용되었다. 그림 4.1은 해석모델에 대한 3차원 그림을 나타낸다. 2차측의 위치는 P1일 때이다. 그림 4.2는 해석모델에 대한 3차원 요소분할도를 나타낸다. 3차원 해석을 위해서 AIR BOX 부분이 있지만 생략하였다. 그림 4.3은 1차측 및 2차측 코일부분을 나타낸다.

그림 4.4와 그림 4.5는 2차측의 위치(그림 1에서의 P1, P2)에 따른 인덕턴스 프로파일을 나타낸다. 변위는 1차측에서 왼쪽으로부터 2차측의 위치까지의 거리를 나타낸다. P1과 P2는 2차측의 위치를 나타낸다. 3차원 해석에서는 해석시간이 매우 많이 걸리기 때문에 정육면체 요소를 잘게 나누지 않았다. 그림 4.6에서는 2차측의 위치가 P1일 때의 유한요소해석 결과이다.

그림에서도 알 수 있듯이 누설자속이 많음을 알 수 있다. 표 2는 2차측의 위치에 따른 자기인덕턴스  $L_{11}$ ,  $L_{22}$ , 상호 인덕턴스  $L_{12}$ ,  $L_{21}$ , 자기결합계수  $k$  를 나타낸다. 자기결합계수는 식 (4.1)에 의해서 계산되며, 2차측의 위치가 P1일 때의 자기결합계수가 P2일 때의 자기결합계수보다 누설자속의 영향에 의하여 큼을 알 수 있다.

$$k = \frac{L_{12}}{(\sqrt{L_{11}L_{22}})} \quad (4.1)$$

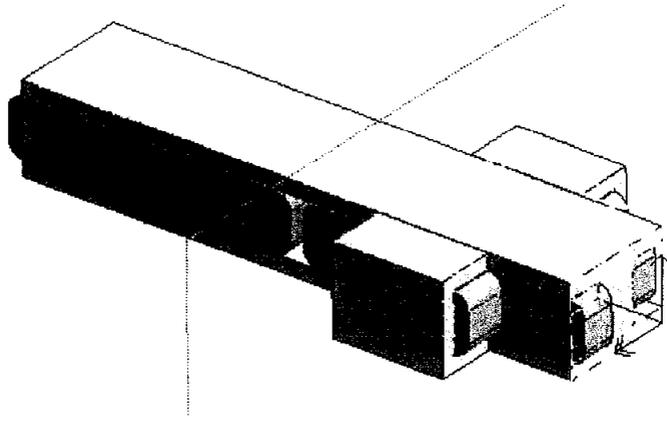


그림 4.1 3차원 해석 모델

Fig. 4.1 3 dimensional analysis model

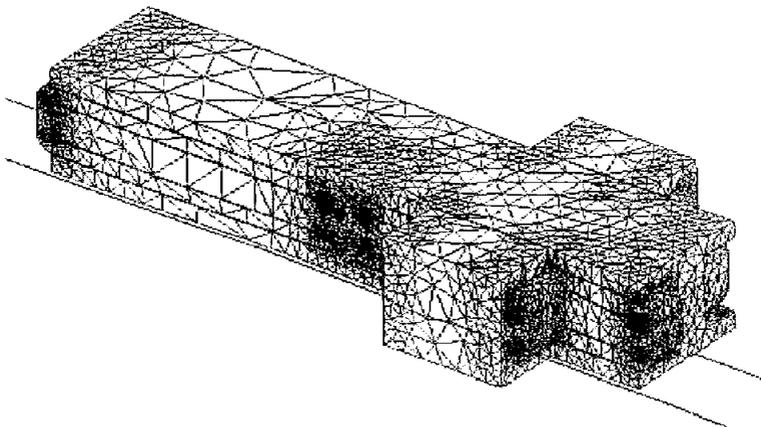


그림 4.2 요소분할도

Fig. 4.2 Mesh shape

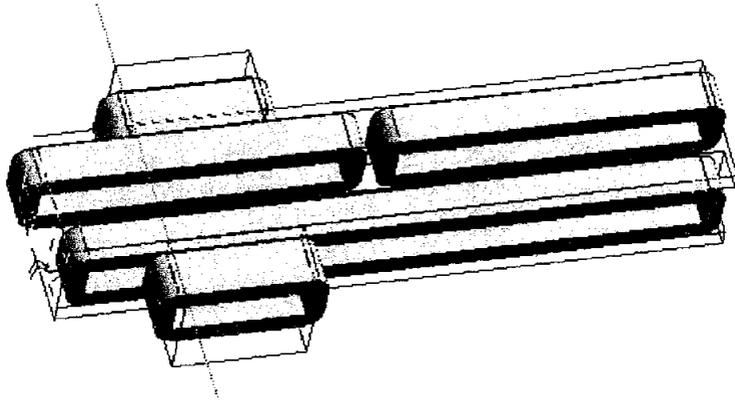


그림 4.3 1차측 및 2차측 코일

Fig. 4.3 Primary and secondary coil

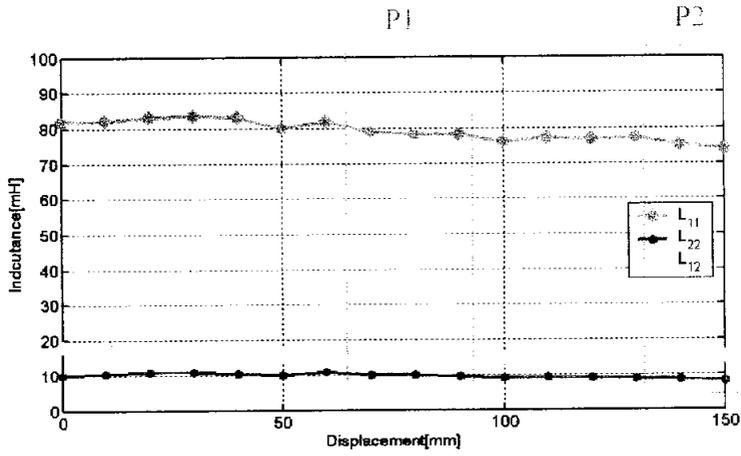


그림 4.4 2차측의 위치에 따른 인덕턴스 프로파일

Fig. 4.4 Inductance profile with the positions of secondary core

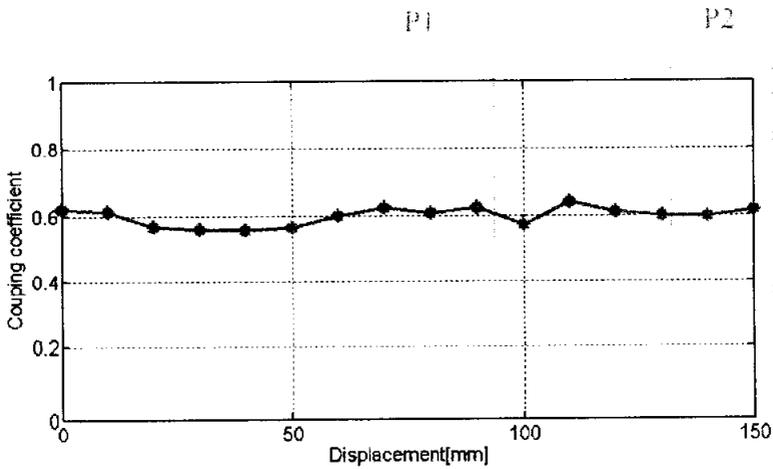
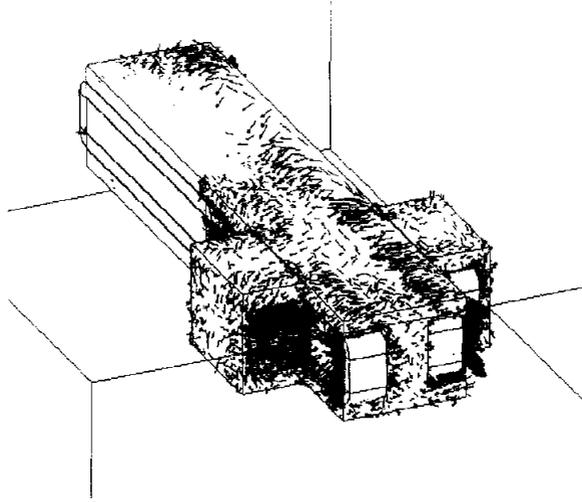
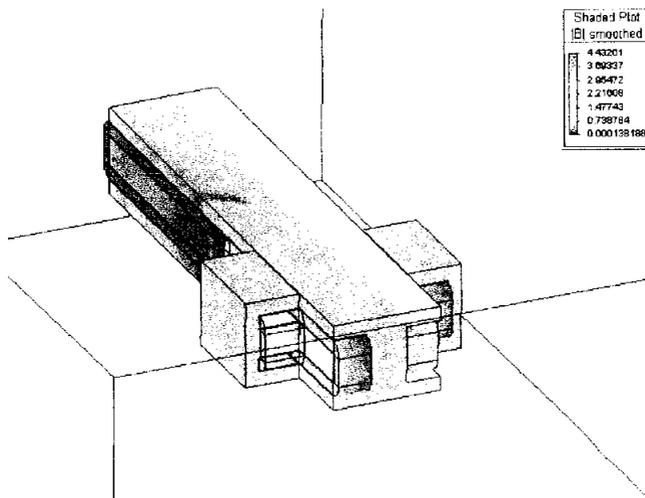


그림 4.5 2차측의 위치에 따른 자기 결합계수

Fig. 4.5 Magnetic coupling coefficient with the positions of secondary core



(a) Vector diagram of the flux



(b) Magnetic flux density

그림 4.6 벡터도 및 자속밀도

Fig. 4.6 Vector diagram and magnetic flux density

표 2 2차측 위치에 따른 비접촉 전력 전달장치의 특성

	Primary		Secondary		Coupling coefficient
	Self inductance	Mutual inductance	Self inductance	Mutual inductance	
P1	76[mH]	22[mH]	7[mH]	18[mH]	0.59
P2	70[mH]	18[mH]	6[mH]	18[mH]	0.5

2차측의 각각의 위치에 있어서 1차측과 2차측을 각각 여자를 시켜서 구한 자기 인덕턴스와 누설 인덕턴스를 사용하여 상호 인덕턴스를 구하고, 결합계수를 구하는 공식을 사용하여 결합계수를 구하였다.

## 4.2 비접촉 전력 전달장치 구동회로

그림 4.7은 비접촉 전력 전달장치를 구동하기 위한 전기 시스템을 나타낸다. 그림에서 1차측 직렬 커패시턴스  $C_p$  는 1차측과 2차측의 높은 누설 인덕턴스의 영향을 줄이기 위하여 도입되었다. 이 값은 공진 주파수에서 식 (4.2)로 계산이 가능하다.

$$C_p = 1/(4\pi^2 f^2 (L_{1s} + L'_{2s})) \quad (4.2)$$

2차측 병렬 커패시턴스  $C_s$  는 자화 인덕턴스를 보상하기 위하여 도입되었고, 자화전류와 크기가 같은 유도 전류를 발생시킨다. 그래서 자화전류는 부분적으로 발생이 가능하다. 이 값은 식 (4.3)으로부터 계산이 가능하다.

$$C_s = 1/(4\pi^2 f^2 (L'_m)) \quad (4.3)$$

고주파수를 얻기 위하여 인버터가 1차측에 필요하다. 고효율을 갖는 직렬 공진 인버터가 사용될 수 있다. 1차측 회로에서 1차 전압은 공진으로 인하여 부하 전류에 의존하게 되어 일정하지 않다.

2차측에서는 정류한 후의 직류 전류 혹은 다른 인버터를 지난 후 산업 주파수의 교류 전류, 고주파수 전압의 형태로 에너지가 입력된다. 그러나 1차 전압이 부하 전류에 의존하기 때문에, 페루프를 구성하여 2차 전압을 안정하게 만드는 것이 필요하다.

그림 4.8은  $C_p$  와  $C_s$  를 갖는 구동 주파수에 있어서 비접촉 전력 전달장치의 입·출력 전압 특성을 나타낸다. 그림으로부터 출력 전압을 안정하게 하기 위해서 0.5 - 1.2kHz 사이의 주파수를 사용할 수 있는 것을 알 수 있다.

그림 4.9는 비접촉 전력 전달장치 2차측의 위치 P1, P2 일때의 2차 전압 전류 특성을 나타낸다. 그림으로부터 2차측의 위치가 P1일때의 역률이 P2일때보다 누설자속의 영향으로 인하여 더 좋음을 알 수 있다.

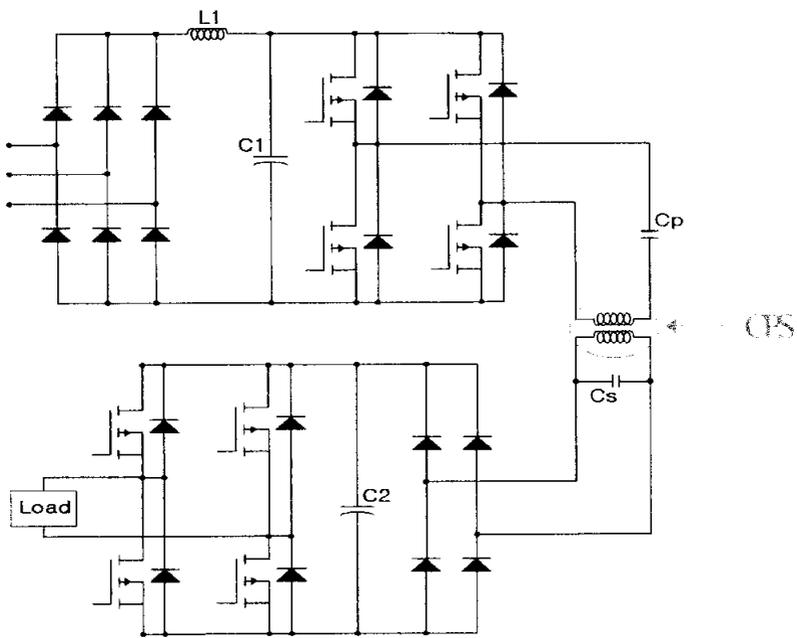


그림 4.7 비접촉 전력 전달장치 구동회로

Fig. 4.7 Electrical scheme for CPS

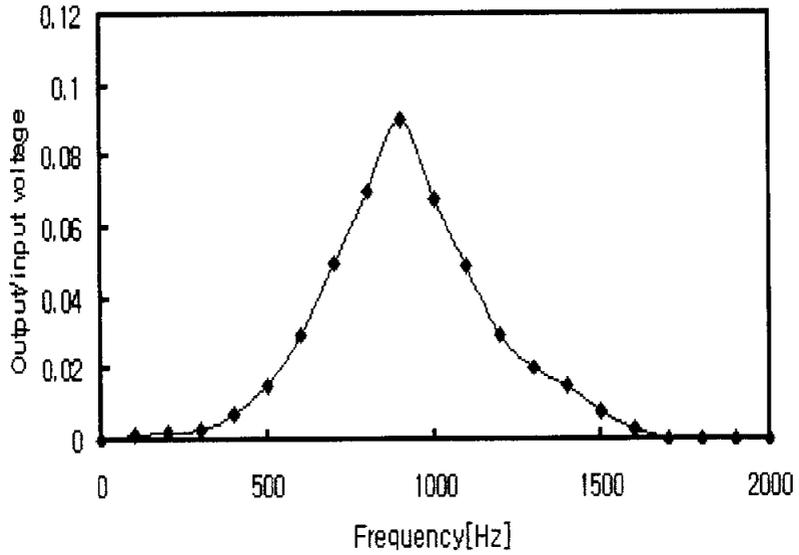
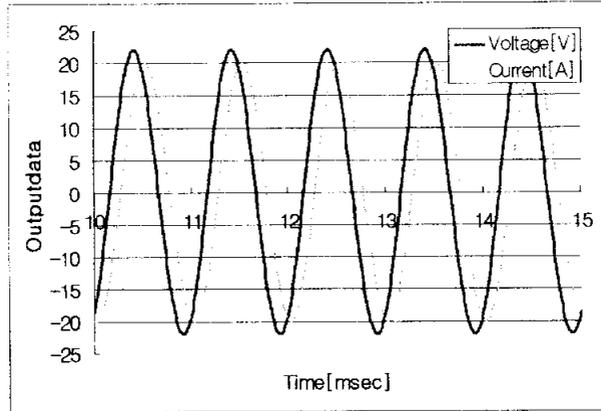
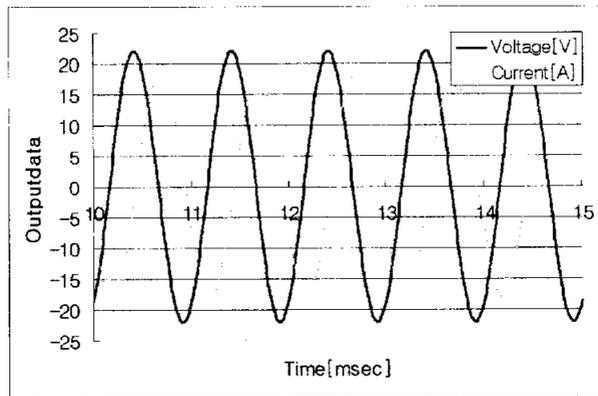


그림 4.8  $C_p = 0.09 \mu\text{F}$ ,  $C_s = 0.18 \mu\text{F}$ 를 가진 구동 주파수에서  
비접촉 전력 전달장치의 입/출력 전압 특성

Fig. 4.8 Output/input voltage dependence of the CPS  
on the running frequency at  $C_p = 0.09 \mu\text{F}$ ,  $C_s = 0.18 \mu\text{F}$



(a) Secondary voltage and current at P1



(b) Secondary voltage and current at P2

그림 4.9 공진회로를 갖는 비접촉 전력 전달장치의 전압/전류 특성

Fig. 4.9 Voltage/current characteristic of CPS with a resonant circuit

## 제 5 장 결 론

본 논문에서는 3차원 유한요소법을 이용하여 비접촉 전력 전달장치의 특성을 해석하였다. 변압기 1차측에 의한 누설자속을 줄이기 위한 모델을 제시하였고, 2차측의 위치에 따른 각각의 결합계수와 공진회로에 사용되는 커패시턴스의 값을 3차원 해석으로부터 구하였다.

유한요소해석으로부터 구한 값들을 이용하여 공진회로를 구성하였고, 전력전자 해석 프로그램을 이용하여 2차측의 위치에 따른 비접촉 전력전달 장치의 1, 2차측 전압과 전류로부터 역률을 구하여 1차측 누설자속의 영향을 확인하였다.

해석 결과 2차측의 위치가 P1일때의 역률이 P2일때의 역률보다 누설자속의 영향으로 인하여 더 좋음을 확인할 수 있었다.

본 논문에서 해석한 비접촉 전력 전달장치는 앞으로 공장자동화에서 사용이 될 수 있을 뿐만 아니라 고속전철의 전력용으로도 사용이 가능하리라고 생각된다.

## 참고 문헌

- [1] Dae-Hyun Koo, Pyo-Jung Hong, Yun-Hyun Cho, Koon-Seok Chung, "Design and Simulation of a Contactless Power Transmission System", AUTOMOTIVE ELECTRICAL EQUIPMENT OPTIMIZATION OF ELECTRONIC EQUIPMENT, pp. 377-382, Brasov, 2002
- [2] Byeong-Mun Song, Robert Kratz and Sam Gurol, "Contactless Inductive Power Pickup Systems for Maglev Applications", IEEE Conference, pp. 1586-1591.
- [3] Jacobus M. Barnard, Jan A. Ferreria, Jacobus Daniel van Wyk, "Sliding Transformer for Linear Contactless Power Delivery", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 6, December 1997.
- [4] Manocher Eghtesadi, "Inductive Power Transfer to an Electric Vehicle-Analytical Model", IEEE Conference, pp. 100-104, 1990.
- [5] Jacobus M. Barnard, Jan A. Ferreria, Jacobus D. van Wyk, "Optimizing Sliding Transformer for Contactless Power Transmission Systems", IEEE Conference, pp. 245-251, 1995.
- [6] Junji Hirai, Tae-Woong Kim, Atsuo Kawamura, "Study on Crosstalk in Inductive Transmission of Power and Information", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 6, December 1999.
- [7] Douglas J. Nelson, J. Patrick Jessee, "A Coupled Thermal-Magnetic Model for High Frequency Transformers: Part I - Model formulation and Material Properties", IEEE Conference, pp. 23-31, 1992.
- [8] J.M. Bamard, J.A. Ferreira, J.D. van Wyk, "Linear Contactless Power Transmission Systems for Harsh Environments", IEEE Conference, pp.

711-714, 1996.

[9] K.W. Klontz, D.M. Divan, D.W. Novonty, R.D. Lorenz, "Contactless Power Delivery System for Mining Applications", IEEE Conference, pp. 1263-1269, 1991.

[10] Praveen, Joe Drobniak, "Connectorless Power Transfer Architectures for Telecommunication Systems", IEEE Conference, pp. 574-580, 1996.

[11] J. Meins, L. Miller, "The High Speed Maglev Transportation System Transrapid", IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 24, No. 2, pp. 808-811, March 1988.

[12] Yungtaek Jang, Milan M. Jovanovic, "A Contactless Electrical Energy Transmission System for Portable-Telephone Battery Chargers", IEEE Conference, pp. 726-732, 2000.

[13] ARTHUR W. KELLEY, WILLIAM R. OWENS, "Connectorless Power Supply for an Aircraft-Passenger Entertainment System", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 4, No. 3, pp. 348-354, 1989.

[14] Don A. G. Pedder, Andrew D. Brown, J. Andrew Skinner, "A Contactless Electrical Energy Transmission System", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 1, pp. 23-30, 1999.

[15] D.J. Nelson, J.P. Jessee, "A Finite Element Model of High Frequency Transformer", IEEE Conference, PP. 23-46

[16] Andrew F. Goldberg, John G. Kassakian, Martin F. Schlecht, "Finite-Element Analysis of Copper Loss in 1-10-MHz Transformer", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 4, No. 2, pp. 157-167, 1989.

[17] Andrew F. Goldberg, John G. Kassakian, Martin F. Schlecht, "Issues Related to 1-10-MHz Transformer Design", IEEE Transaction on Power

Electronics, Vol. 4, No. 1, pp. 113-123, 1989.

[18] Patrick Bastard, Pierre Bertrand, Michel Meunier, "A Transformer Model for Winding Fault Studies", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 9, No. 2, pp. 690-699, 1993.

# **Characteristic Analysis of Contact-less Power Supply using 3D Finite Element Method**

Hyoungh-Jun, Moon

*Department of Electrical Engineering  
Graduate School of  
Pukyong National University*

## **Abstract**

These days, the studies regarding CPS using the electro-mechanical energy conversion principles of a transformer are being processed.

CPS has differences with the general transformers which are stand-still. The secondary side of CPS is a moving part relative to primary side which is stand-still to supply the electrical energy(power) to a system.

Because the primary side(winding) is increased in proportion to the length of moving system and the secondary side always exists next

to the moving system.

The power supply is available at all positions. On the other hand, due to the leakage flux made by the increasing length of primary side(winding), the coupling factor and the efficiency is decreased.

To reduce these disadvantages, a resonance circuit and a high-frequency transformer are used as power supply. The high-frequency transformer is generally used in the devices of the power-electronics.

Because the simple outline of the high-frequency transformer leads to large losses, the accurate calculation of the leakage flux is necessary.

In this study, To analyze the properties of CPS, The finite element method of 3-dimensions is used. To reduce the linkage flux existing the primary side of the transformer, a new model is presented, each coupling factors related to the position of the secondary side and the values of capacitances using the resonance circuit is acquired by the analysis of 3-dimensions.

The resonance circuit is designed by using the acquired values. As using the power factor that is acquired by the voltage and current of the primary-and-secondary side of the CPS related to the position of the secondary side that is using the analysis program of the power-electronics, The effect of primary side's leakage flux is confirmed.

## 감사의 글

오늘의 제가 있기까지 보살핌과 격려를 아끼지 않았던 분들에 대하여 감사의 마음을 전하고자 합니다. 2년간의 대학원 생활을 마칠 수 있도록 물심양면으로 도와주신 박한석 교수님께 감사드립니다.

그리고 부족한 저의 논문을 지도하고 심사하여 주신 우경일 교수님, 홍순일 교수님께 깊이 감사드립니다. 아울러 늘 관심을 가지고 지켜봐 주신 전기공학과 교수님들께도 감사를 드립니다.

저의 논문이 완성되기까지 많은 도움을 준 동훈선배, 그리고 같이 학업하며 배움을 공유했던 중원, 기수형에게 감사를 드리며, 언제나 제 힘이 되어준 사랑하는 은영이에게도 진심으로 감사를 표현하고 싶습니다.

마지막으로 지금의 제가 올바른 길로 나아갈 수 있도록 언제나 사랑으로 저를 키워주신 부모님께 고개숙여 감사드립니다.

앞으로 대학원의 생활을 바탕으로 항상 전진하며 겸손하게 배움의 자세를 가지면서 생활해 나가도록 노력하겠습니다.