

Inverter 구동 Microwave Oven용  
HVC 내장형 고주파변압기의 해석 및 설계에 관한 연구

박강희, 조준석, 목형수, 최규하  
건국대학교 전기공학과

A Study on Analysis and Design of HVC Embedded High Frequency Transformer  
for Microwave Oven

K.H.Park, J.S.Cho, H.S.Mok, G.H.Choe  
Dept. of Electrical Eng. Konkuk Univ.

**Abstract** - A conventional power supply to drive a microwave oven has ferro-resonant transformer and high voltage capacitor(HVC). Though it is simple, transformer is bulky, heavy and has low-efficiency. To improve this defect, a high frequency inverter type power supply has been investigated and developed in recent years.<sup>[1][2]</sup> But, because of additional control circuit and switching device, inverter-type power supply is more expensive than conventional one. In this study, The design procedure of a novel HVC embedded high frequency transformer is proposed for down-sizing and cost reduction of Inverter-type power supply. Also, equivalent circuit model is derived by FEM analysis and impedance measurements. And the operation of proposed HVC embedded transformer is verified by simulations and experimental results.

1. 서 론

Microwave Oven에 사용되는 마그네트론은 일정한 고압의 직류전압을 인가하면 2450[MHz]의 마이크로웨이브를 발생, 이를 식품에 조사하여 조리동작을 수행하는 원리를 가진다. 상용전압을 고압으로 승압한 후 배압회로를 통하여 마그네트론에 인가하는 기존의 마그네트론 구동용 선형전력변환방식 전원장치는 에너지전달밀도가 낮고 무게와 부피가 큰 단점을 가지게 된다. 이에 미국, 일본을 중심으로 인버터방식을 이용한 펄스전원장치의 개발을 통한 소형, 경량화, 전력밀도 향상에 대한 연구가 가속화되고 일부 제품이 출시되고 있는 실정이다.<sup>[1][2]</sup> 그러나 인버터 방식 펄스전원장치는 스위칭소자 및 구동회로가 추가에 따른 제조원가 상승으로 인해 원가절감 대책이 필요하다. 본 논문에서는 마그네트론 구동용 펄스전원장치의 소형, 저가화를 위해 배전압용 커패시터를 변압기 2차권선에 내장한 새로운 구조의 커패시터 내장형 고주파변압기를 설계하였고 FEM해석과 파라미터 측정을 통해 변압기를 모델링하였다. 이를 바탕으로 시뮬레이션과 실험을 통해 제안된 변압기의 타당성을 검증하였다.

2. 본 론

2.1 HVC 내장형 고주파변압기

본 논문에서 제안하는 고주파변압기는 고압고주파변압기의 2차권선에 고압커패시터성분을 합성함과 동시에 1,2차권선의 권선비에 비례하는 전압을 출력하는 구조를 지닌다. HVC(High Voltage Capacitor) 내장형변압기의 2차권선은 그림 1과 같이 평판 폴리에틸렌 유전체 사이에 알루미늄 Foil 도체를 2중으로 적층하여 코아에 Roll 구조로 균일하게 권선한 구조를 가지며, 그 결과 두 AL 도체는 물리적으로 연결되어 있지 않고 Open되어 있지만 도체간 커패시터 성분에 의해서 회로적으로 연결되어 있으므로 등가적인 커패시터가 변압기 2차권선에 첨가되는 효과를 가진다

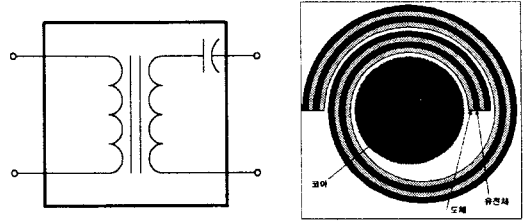


그림 1. HVC 내장형 고주파변압기의 구조

2.2 내장커패시터스 해석

본 논문에서 제안한 HVC 내장형 고주파변압기의 커패시터스 내장효과를 검증하기 위하여 Electrostatic적인 해석이 필요하다. 이 때 변압기 내부의 내장커패시터스 성분은 2차권선의 기하학적구조에 의해 결정되며, 2차권선의 기하학적 형상이 매우 복잡하므로 선형적인 해석법을 적용하기가 어렵다. 따라서 본 논문에서는 유한요소법을 도입하여 수치해석적인 방법으로 커패시터스를 계산하였다.

전위차가  $V_0$ 인 두 도체간의 커패시터스는 식(1)과 같이 표현된다.

$$C = \frac{Q}{V_0} = \frac{\oint \epsilon E \cdot ds}{-\int_{-}^{+} E \cdot dl} \quad (1)$$

그러므로 HVC 내장형 고주파 변압기의 두권선의 전위차를 고정하고 권선내의 전하량, 즉 저장에너지를 산출하면 2차권선의 내장 커패시터스를 얻을 수 있다.

2차권선을 n개의 도체군으로 분할하면  $n \times n$  커패시터스 행렬을 가지게 되며 식(2)와 같이 전압과 전하의 관계로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ \vdots \\ Q_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -C_{11} + \sum_0^m C_{10} & -C_{12} & \dots & -C_{1n} \\ -C_{21} & -C_{22} + \sum_0^m C_{20} & \dots & -C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -C_{n1} & -C_{n2} & \dots & -C_{nn} + \sum_0^m C_{n0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} \quad (2)$$

이 때 대각원소는 하나의 도체와 다른 모든 도체간의 커패시터스, 즉 한 도체에 1[V], 나머지도체에 0[V]를 인가했을 때 1[V]가 인가된 도체에 유기된 전하량을 나타내고 비대각원소는 나머지 도체에 유기되는 전하량을 나타낸다. 커패시터스 행렬의 값을 구하기 위하여 변압기 2차권선을 4면체로 유한요소분할을 한 후, 각 유한요소의 꼭지점과 모서리의 중점의 전위를 계산하고 이를 통해 총 저장에너지를 구하는 방법을 사용하였으며 이를 위해 3-D 전자기장 시뮬레이션툴인 MAXWELL을 이용

하였다. 표 1은 FEM 해석을 통해 얻은 2차측 권선수의 변화에 따른 커패시턴스의 산출값을 나타낸다.

표 1. 내장커패시턴스 산출결과

턴 수	1	2	3	4	5	6	7	8	9
커패시턴스 [nF]	1.42	4.30	7.10	9.91	12.8	15.8	18.7	21.6	24.7
표면적 [cm <sup>2</sup> ]	19.1	38.3	27.6	77.0	96.5	116.1	139.5	155.7	175.6

표 1로부터 임의의 턴수에 대한 내장커패시턴스를 알기 위해 Curve-Fitting방식에 의해 Layer의 표면적과 커패시턴스의 관계를 식(3)과 같이 1차 함수로 근사화 하였으며 n턴인 경우 Layer의 표면적은 식(4)와 같다.

$$C = 0.138S + 0.0059[nF] \quad (3)$$

$$S_{TOT} = \sum_{n=1}^n (2\pi r + \frac{\pi}{2}((4n-3)\Delta r))H \quad (4)$$

여기서 r : 최내부 layer의 반지름,  
 $\Delta r$  : 턴당 반경의 증분, H : Layer의 높이

### 2.3 HVC 내장형 고주파변압기 설계

본 논문에서 제안한 HVC 내장형 고주파변압기는 소형화를 위해 고주파 스위칭을 하므로 설계시 전원장치의 토폴로지와 코어의 재질 및 특성, 변압기출력과 정격전류, 권선수에 따른 Flux 변화율, 동작주파수와 전류용량, 표피효과, 권선손실 및 코어손실 등의 파라미터를 고려하여야 한다. 본 논문에서는 동작주파수를 고려하여 PM7 재질의 Mn-Zn 페라이트 코어인 UTV5576 코어를 사용하여 표2와 같은 설계사양에 따라 HVC 내장형 고주파변압기를 설계하였다.

표 2. HVC 내장형변압기 설계사양

출력 Power	1.5 [kW]	출력전압	2000[V]
동작주파수	50 [kHz]	최대 듀티	0.5
DC 입력전압	280 [V]	허용 온도상승치	50 [°C]

고주파변압기의 1차권선수는 변압기가 포화되지 않도록 선정하는데, 패러데이의 법칙을 응용하여 식(5)에 의해 1차측 최소턴수를 결정하며 2차권선은 권선비에 의해 산출한다.

$$N_{\mu(\min)} = \frac{V \cdot t_{on}}{A_e \cdot \Delta B} [\text{turn}] \quad (5)$$

단,  $A_e$  = Core의 유효 단면적,

$$N_{\mu(\min)} = 1\text{차측 최소턴수}, \Delta B = \text{자속밀도[mT]}$$

또한 DC전류에 의한 포화를 막고 스위칭 손실을 가능한 작게 하기 위해서 1차측 전류의 DC 성분이 컵두치 성분의 1/3이 되도록 공극을 조정해야 하며 이 때 전류를 AC, DC 성분으로 분류하면 다음 식과 같다.

$$I_{\mu(rms)} = \sqrt{D(I_{pk} \times I_{pl}) + \frac{1}{3}(I_{pk} - I_{pl})^2} \quad (6)$$

$$I_{\mu(dc)} = \frac{D(I_{pk} + I_{pl})}{2} \quad (7)$$

$$I_{\mu(ac)} = \sqrt{I_{\mu(rms)}^2 - I_{\mu(dc)}^2} \quad (8)$$

여기서,  $I_{pl} = \frac{P_{in}}{V_{dc}}$ ,  $I_m = 2I_{pl}$ ,  $I_{pk} = I_m + I_{pl}$

Wire를 선정할 때는 동선의 허용전류밀도에 따라 요구단면적을 계산하고 이에 맞는 권선 지름을 설정해야 한다. 이 때 고주파 변압기의 권선은 표피효과를 고려하여 일반적으로 연선을 병렬로 연결하여 Litz Wire를 사

용한다.

고주파변압기의 손실은 크게 코어손실(Core loss)과 권선 선저항에 의한 동손(Copper loss)으로 표현할 수 있다. 히스테리시스 루프의 단면적에 비례하는 코어손실은 식(9)와 같이 표현되며 동손은 식 (10)과 같이 전류의 RMS값에 의해서 산출된다.

$$P_{core} = K_p \cdot B^n \cdot f^m \cdot Vol [W] \quad (9)$$

$$P_{copper} = I^2 \cdot (N \cdot I_w) \times RT_{cm} [W] \quad (10)$$

여기서,  $I_w$  = 평균 턴당길이

$$RT_{cm} = \text{AWG\#의 [Cm]당 저항}$$

변압기의 온도상승은 변압기손실의 함수로서 식(11)로 표현된다.

$$\Delta T = \frac{710 \cdot P_L}{A_s} \quad (11)$$

여기서,  $A_s$  = Surface Area

$$P_L = \text{총손실 (코어손 + 동손)}$$

본 논문에서는 온도상승을 최대 50°C로 설정하고, 보빈의 윈도우 크기, 필라멘트 권선 등을 고려하여 표 3과 같은 권선사양으로 설계하였다.

표 3. HVC 내장형 고주파변압기 권선사양

1차측 권선	Litz Wire	AWG 30×33	28[T]
2차측 권선	AL-PE Foil	24[mm]×0.01[mm]	200[T]
필라멘트 권선	Single Wire	AWG 17	1[T]

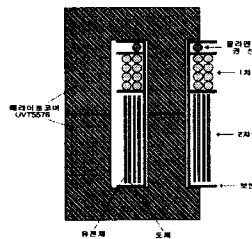


그림 3. 고주파변압기 단면도

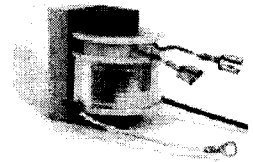


그림 4. 변압기 외관

### 2.4 HVC내장형 고주파변압기 모델링

본 논문에서 제안한 HVC 내장형 고주파 변압기는 고주파스위칭을 하므로 모델링시 표유커패시턴스 성분을 고려해야만 한다. 이를 위해 본 논문에서는 임피던스측정을 통해 파라미터를 추출하는 방법으로 제안한 HVC 내장형 고주파 변압기를 모델링하였다<sup>[4][5]</sup>.

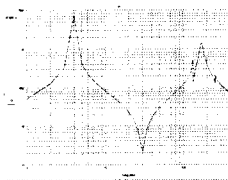


그림 4. 1차측 개방임피던스

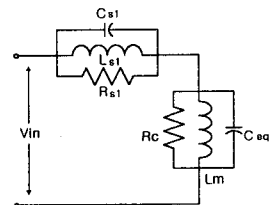


그림 5. 1차측측 증가모델

표 5. 1차권선 임피던스 측정결과

	주파수	$ Z $	공진형태
$\omega_1$	110.09[kHz]	65.8 [k $\Omega$ ]	병렬
$\omega_2$	785.02[kHz]	21.04 [ $\Omega$ ]	직렬
$\omega_3$	4.802[MHz]	14.58 [k $\Omega$ ]	병렬

그림 4는 100[Hz]~40[MHz]의 주파수에 대한 1차권선의 개방임피던스를 나타낸다. 이로부터 1차권선은 1,3차 병렬공진을 발생하는 병렬 RLC Tank회로가 직렬로 연결되어 2차 직렬공진을 형성하는 그림 5와 같은 구조를 가짐을 알 수 있다. 식(12)는 그림 5의 전체임피던스를 나타낸다.

$$Z = Ks \frac{s^2 + as + \beta}{(s^2 + As + B)(s^2 + Cs + D)} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \text{단, } K &= \frac{C_{eq} + C_{s1}}{C_{eq}C_{s1}}, \quad \alpha = \frac{1}{C_{eq} + C_{s1}} \left( \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_{s1}} \right) \\ \beta &= \frac{1}{C_{eq} + C_{s1}} \left( \frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{s1}} \right), \quad A = \frac{1}{R_c C_{eq}} \\ B &= \frac{1}{L_m C_{eq}}, \quad C = \frac{1}{R_{s1} C_{s1}}, \quad D = \frac{1}{L_{s1} C_{s1}}. \end{aligned}$$

권선 파라미터를 추출하기 위해 먼저 식(13)에 의해 동작주파수에서의 자화인덕턴스  $L_m$ 의 값을 계산한다.

$$L_m = \frac{|Z|}{2\pi f} \quad (13)$$

이때 그림 4로부터, 병렬공진점  $\omega_1$ ,  $\omega_3$ 에서 임피던스가 최대이므로 2중극점이 위치하고 임피던스가 최소인  $\omega_2$ 에 2중영점이 존재함을 알 수 있다. 따라서 식(12)의 분모를 식(14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$(s^2 + As + B)(s^2 + Cs + D) = (s + \omega_1)^2(s + \omega_3)^2 \quad (14)$$

따라서,  $\omega_1^2 = B$ 이므로  $C_{eq}$ 은 식(15)와 같이 얻을 수 있고  $R_c$ 의 값은 1차 공진주파수에서의 임피던스의 크기와 같게 된다.

$$C_{eq} = \frac{1}{(2\pi f_1)^2 \cdot L_m} \quad (15)$$

식(12)의  $\beta$ 로부터 직렬공진인  $\omega_2$ 는  $L_m$ ,  $C_{eq}$ ,  $L_{s1}$ ,  $C_{s1}$ 의 영향을 동시에 받으므로  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ ,  $\omega_3$ 의 공진주파수의 관계로부터  $L_{s1}$ 을 계산하게 된다. 식(12)의 분자식으로부터  $\omega_2$ 는 식(16)과 같이 표현할 수 있다.

$$\omega_2^2 = \beta = \frac{1}{C_{eq} + C_{s1}} \left( \frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{s1}} \right) = \frac{L_m + L_{s1}}{L_m C_{eq} L_{s1} + L_m L_{s1} C_{s1}} \quad (16)$$

이 때,  $\omega_1$ ,  $\omega_3$ 는 식 (17)과 같으므로 이를 식(16)에 대입하여 정리하면  $L_{s1}$ 은 식 (18)과 같이 각 공진주파수의 관계로 정리된다.

$$L_m C_{eq} = \frac{1}{(2\pi f_1)^2}, \quad L_{s1} C_{s1} = \frac{1}{(2\pi f_3)^2} \quad (17)$$

$$L_{s1} = L_m \times \frac{f_1^2 (f_3^2 - f_2^2)}{f_3^2 (f_2^2 - f_1^2)} \quad (18)$$

$L_{s1}$ 의 값을 알면  $C_{s1}$ 의 값은  $\omega_3$ 와  $D$ 로부터 얻을 수

있고  $R_{s1}$ 의 값은  $R_c$ 와 같은 방법으로 3차공진주파수에서의 임피던스의 크기와 같다.

그림 6은 2차권선의 임피던스 측정결과를 나타내는데 이로부터 1차권선과 상이하게 직렬공진이 먼저 발생하고 이어서 병렬공진이 발생함을 알 수 있다. 즉 2차권선은 내장커패시턴스와 자화인덕턴스에 의한 직렬공진이 먼저 발생하는 그림8과 같은 구조임을 알 수 있다. 이때  $L_m$ 은 자화인덕턴스  $L_m$ 을 권선비에 의해 2차측으로 환산한 값이다.

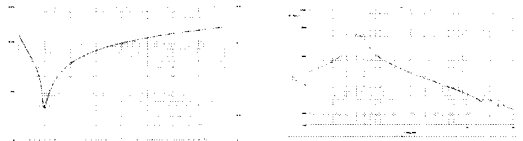


그림 7. 2차측 개방임피던스  
(a) 100[Hz] - 10[kHz] (b) 100[Hz] - 40[MHz]

표 6. 2차권선 임피던스 측정결과

	주파수	$ Z $	공진형태
$\omega_1$	322[Hz]	49.12[ $\Omega$ ]	직렬
$\omega_2$	116.65[kHz]	4.59[M $\Omega$ ]	병렬

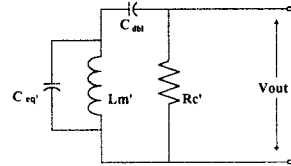


그림 8. 2차권선 등가모델

식(19)는 그림9의 2차권선 등가회로의 전체임피던스를 나타낸다.

$$Z = \left( \frac{C_{eq} + C_{db1}}{C_{eq} C_{db1}} \right) \frac{s^2 + \frac{1}{L_m(C_{eq} + C_{db1})}}{s \left( s^2 + \frac{1}{L_m C_{eq}} \right)} \quad (19)$$

내장커패시턴스  $C_{db1}$ 은 식(20)과 같이 공진주파수  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ 의 관계로 얻어지며  $C_{eq}$ 는 식(21)과 같다.

$$C_{db1} = \frac{1}{L_m} \times \left( \frac{1}{(2\pi f_1)^2} - \frac{1}{(2\pi f_2)^2} \right) \quad (24)$$

$$C_{eq} = \frac{1}{(2\pi f_2)^2 \cdot L_m} \quad (25)$$

그림 9는 1,2차권선모델을 합성한 최종 등가모델을 나타내며 표 7은 추출된 각 권선파라미터의 값을 나타낸다. 이때,  $C_{db1}$ '는  $C_{db1}$ '을 1차측으로 환산한 값이다.

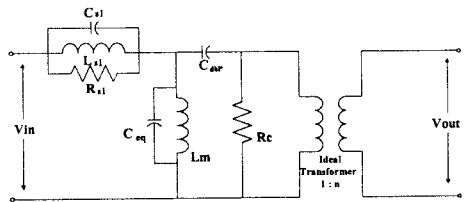


그림 9. HVC 내장형 고주파변압기 등가모델

표 7. HVC 내장형 고주파변압기 파라메타

파라메타	값	파라메타	값
Lm	3.147[mH]	Ceq	664.13[pF]
Ls1	60.797[uH]	Cs1	25.004[pF]
Rc	65.8[kΩ]	Cdbl	1.373[uF]
Rs1	14.58[kΩ]		

그림 7의 HVC 내장형변압기의 등가모델로부터 AL-PE 2중적층 Foil 구조의 2차권선에 배전압용 커패시터를 직렬로 내장됨을 확인할 수 있다.

### 2.5 시뮬레이션 및 실험결과

HVC 내장형 고주파변압기의 등가모델과 표 7의 파라미터를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션은 Pspice를 이용하여 시뮬레이션 한 결과는 그림10, 그림11과 같으며 그림4, 그림7의 측정결과와 일치함을 확인할 수 있으며 이는 본 논문에서 제시한 모델의 타당성을 보여준다.

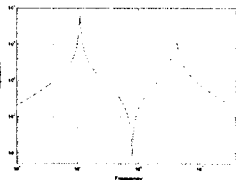


그림 11. 1차권선 시뮬레이션  
100[Hz] - 40[MHz]

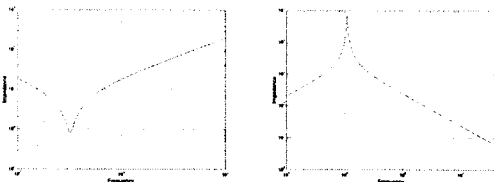


그림 11. 2차권선 시뮬레이션  
(a) 100[Hz] - 10[kHz]      (b) 100[Hz] - 40[MHz]

제한된 HVC 내장형 고주파변압기의 특성실험을 위해 그림 12와 같이 정류다이오드, DC Link 커패시터, IGBT를 사용한 Full-Bridge 인버터, HVC 내장형 고주파 변압기, 필라멘트 가열권선으로 구성된 실험장치를 구성하여 표 8의 조건으로 실험을 수행하였다.

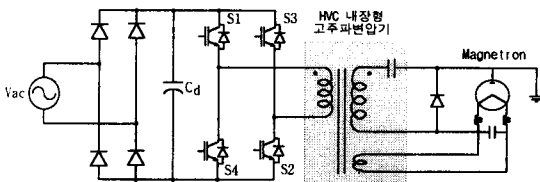


그림 12. 실험장치의 회로구성

표 8 실험조건

스위칭 주파수	50[kHz]
입력전압	220[VAC]
정격부하	8[kΩ](저항) 마그네트론부하
출력전압	4000[V]
PWM 듀티비	0.5

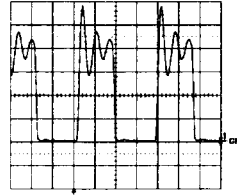


그림 13. 저항부하 실험파형  
(1000V/DIV)

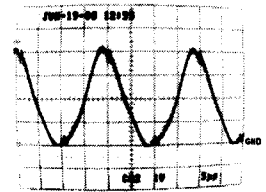


그림 14. 마그네트론 부하  
(1000V/DIV)

그림 13은 8[kΩ] 저항부하에서의 배전압된 부하전압을 나타내고 있으며 변압기 2차측 전압이 반주기동안 변압기의 내장커패시터를 충전하고 다른 반주기동안 부하에 전력을 전달하는 동작을 나타낸다. 그림과 같이 펄스형태로 반주기동안 4000[V]의 고압이 부하에 인가되고 있으며 전력이 부하에 전달되는 구간에서 표유커패시터스와 누설 리액턴스간의 공진이 출력전압에 증첩되어 발생하고 있는 것을 볼 수 있다.

그림 14는 마그네트론을 실제 구동했을 때의 마그네트론 양단의 전압을 보여준다. 마그네트론 도입부의 LC필터의 작용으로 정현파에 유사한 전압이 마그네트론에 인가됨을 알 수 있고 이는 표유성분에 의한 공진 현상은 실제 마그네트론부하 적용시 큰 영향을 주지 않음을 나타낸다.

### 3. 결 론

본 논문에서는 기존의 마그네트론 구동용 선형 자기부 변압기의 고부피, 고중량의 단점과 인버터방식의 가격 부담을 경감하기 위한 커패시터 내장형 고주파변압기에 대해 기술하였다. 제한한 고주파변압기는 유한요소법에 의해 해석 및 설계하였고 임피던스측정을 통한 모델링을 수행하였다. 또한 시뮬레이션을 통해 제시된 변압기의 모델링을 확인하고, 변압기 특성실험과 마그네트론 구동 실험을 통해 Microwave Oven 전원장치에의 적용가능성을 입증하였다.

이 논문은 산업자원부에서 시행하는 에너지 기술개발사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

### [참 고 문 헌]

- [1] Hidenori Kako, "Development of Compact Inverter Power Supply for Microwave Oven", IEEE Trans. on Consumer Electronics, Vol. 37, No.3, pp.611-616, 1991, August.
- [2] Takahiro Matsumoto, "Inverter Power Supply for Magnetron", National Technical Report, Vol. 35. No. 5, Oct. 1989
- [3] F. BLACHE, "Stray Capacitances of Two Winding Transformers:Equivalent Circuit, Measurements, Calculation and Lowering", IEEE Industry Application Society Annual Meeting, Vol. 2, pp. 1211-1217, 1994, October.
- [4] R. W. Michelet, "Developing Simulation Models for Real Transformers", Cadence, Power Supply Seminar, 1992
- [5] 김영웅 외, "EMI 해석을 위한 트랜스포머 권선모델", 2000 전력전자학회 하계학술대회, pp.82-85, 2000년 7월
- [6] D.M. Spink, "Direct Finite Element Solution for The Capacitance, Conductance or Inductance, and Force in Linear Electrostatic and Magnetostatic Problems". Compel, Vol. 15, No. 5. pp.70-84, 1996, December.