전력전자학술대회 논문집 2000. 7.19-22

Microwave Oven용 커패시터 내장형 고주파변압기의 해석 및 설계에 관한 연구

조준석, 박강희, 목형수, 최규하
건국대학교 전기공학과

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

J.S. Cho, K.H. Park, 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 switching inverter-type power supply has been investigated and developed in recent years.[1][2] But, because of it's additional circuit and devices ,inverter-type power supply is more expensive than conventional one. In this paper, The design procedure of a novel HVC embedded high frequency transformer is proposed for down-sizing and cost reduction. Also, transformer equivalent circuit model is derived by FEM analysis and parameter measurements. And the operation of proposed HVC embedded transformer is verified by simulations and experimental results

1. 서 론

Microwave Oven용 마그네트론은 일정한 고압의 직류전압을 인가하면 2450Mhz의 마이크로웨이브를 발생하는 장치이다. 지금까지 마그네트론을 구동하는 방법은 상용전원의 전압을 승압용 변압기를 이용하여 고압으로 승압한 후 배압회로를 통하여 마그네트론에 인가하는 선형전력변환방식을 사용하였으며 승압용 변압기와 배압회로용 다이오드, 커패시터로 구성된다. 그러나 누설변압기를 사용하는 선형전력변환방식은 에너지 전달 밀도가 낮아 효율이 낮고 무게와 부피가 증대되는 문제가 있다. 이에 최근 선진국을 중심으로 인버터방식을 이용한 펄스형 마그네트론 구동용 전원장치의 개발을 통한 소형, 경량화, 전력밀도 향상에 대한 연구가 가속화되고 일부 제품이 출시되고 있는 실정이다.[1][2] 그러나 인버터 방식의 펄스 전원장치는 기존방식에 비해 제조원가 상승으로 인한 가격경쟁력 약화의 문제점을 지니므로 원가절감 대책이 절실하게 요구되고 있는 실정이다. 본 논문에서는 소형, 저가화를 위해 배전압용 커패시터를 변압기에 내장한 새로운 구조의 커패시터 내장형 고주파변압기를 설계하였고 FEM해석과 파라미터 측정을 통해 변압기를 모델링하였다. 이를 바탕으로 시뮬레이션과 실험을 통해 제안된 변압기의 타당성을 검증하였다.

2. 커패시터 내장형 고주파변압기

본 연구에서 제안하는 고주파변압기는 1차측 N_1과 2차측 N_2가 코어(core)를 중심으로 권선되어 있는 트랜스에서 2차측 N_2에 커패시터 성분을 합성함과 동시에 N_1와 N_2의 권선비에 비례하여 교류전압을 유기하는 구조를 지닌다. HVC(High Voltage Capacitor) 내장형 변압기의 2차측 권선은 그림 1과 같이 1, 3의 평면 절연체(폴리에틸렌 - Polyethylene) 사이에 2, 4의 알루미늄 Foil 도체를 포개어 층을 형성한 후 AL도체 2의 시작점에 전극 A와 AL도체 4의 끝부분에 전극 B를 접속하여 코어를 중심으로 균일하게 감으면 그림 1의 코어와 코일의 권선구조가 형성된다. 그림 1과 같이 도체 2, 4는 연속으로 이어져 있지 않고 Open되어 있지만 접점 A와 B는 커패시터 성분에 의해서 회로적으로는 연결되어 있으므로 그림 1의 등가적인 커패시터가 변압기에 직렬로 첨가되는 효과를 나타낸다.

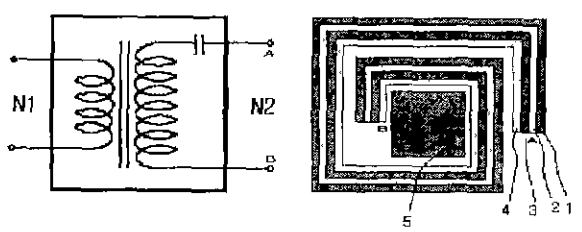

그림 1 커패시터 내장형 변압기의 구조 및 단면도
(1·3: Polyethylene, 2·4: Al Foil, 5: Ferrite Core)

3. 고주파변압기 설계

3.1 커패시턴스 해석

커패시터 내장형 변압기의 설계시 Electromagnetic과 Electrostatic의 이원화된 해석이 필요하다. 전자의 경우는 일반적인 고주파변압기의 설계절차를 적용할 수 있으나 후자의 경우는 변압기 내부의 커패시턴스 성분이 2차 권선의 기하학적구조에 의해 결정되므로 선형해석법을 적용하기 어렵다. 그러므로 본 논문에서는 유한요소법을 도입하여 수치해석적인 방법으로 커패시턴스를 계산하였다. 전위차가 V_0인 두 도체간의 커패시턴스는 식 (1)과 같이 표현된다.

$$C=\frac{Q}{V_o}=\frac{\oint \varepsilon E\cdot ds}{-\int_{-}^{+} E\cdot dl} \tag{1}$$

또한 커패시턴스에 저장되는 총 저장에너지는 식 (2)와 같이 표현된다.

$$W=\frac{1}{2}\int_v D\cdot Edv=\frac{1}{2}\int_v \varepsilon E^2 dv=\frac{1}{2}CV^2 \tag{2}$$

그러므로 두 도체간의 전위차 V_o=1[V]이면 커패시턴스는 $C=W/2$가 되므로 제안된 HVC 내장형 고주파변압기 2차권선의 내장 커패시턴스는 2차권선의 도체에 각각 1[V], 0[V]를 인가했을때의 총 저장에너지를 통해서 계산할 수 있다.

2차권선의 내장 커패시턴스는 유한요소법에 의한 3-D 전자기장 시뮬레이션 툴인 MAXWELL을 이용하여 산출하였다. n개의 도체군은 n×n 커패시턴스 행렬을 가지게 되며 식 (3)과 같이 전압과 전하의 관계로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ \vdots \\ Q_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & \cdots & -C_{1n} \\ C_{21} & C_{22} & \cdots & -C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ C_{n1} & C_{n2} & \cdots & C_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} \tag{3}$$

$$X_{mm}=\sum_{n=0}^{m} C_{mn}-C_{mm}, \qquad \text{(Diagonal element)}$$

$$X_{mn}=X_{nm}=-C_{mn}$$

이 때 대각원소는 하나의 도체와 다른 모든 도체간의 커패시턴스, 즉 한 도체에 1[V], 나머지 도체에 0[V]를 인가한 경우의 전하량을 나타내며 비대각원소 한 도체에 1[V], 다른 도체들에 0[V]가 인가되었을 때 각 도체에 유기되는 전하량을 나타낸다.

변압기 2차권선을 4면체로 유한요소분할을 하여 식 (4)의 Poisson 방정식을 통해 각 유한요소의 꼭지점과 모서리의 중점의 전위를 계산한 후 식 (5)를 이용해 전계 E를 얻어내고 이를 통해 총 저장에너지를 구하는 방법으로 커패시턴스 행렬의 값을 구한다.

$$\nabla\cdot(\varepsilon_r\,\varepsilon_0\nabla\phi)=-\rho \tag{4}$$

$$E=-\nabla\phi \tag{5}$$

유한요소 해석을 적용하기 위한 2차 권선측 파라미터는 표 1과 같으며 해석을 통한 2차측 권선수의 증가에 따른 커패시턴스의 산출값은 표 2와 같다.

표 1 FEM 시뮬레이션 파라미터

도체	알루미늄 필름	높이	2.4 [cm]
유전체	폴리에틸렌	도체의 두께	0.001 [cm]
비유전율 (ε)	2.25	유전체의 두께	0.0025 [cm]
보빈의 지름	2.95 [cm]	Air Gap	0.00005 [cm]

표 2 2차 권선의 커패시턴스

턴 수	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
커패시턴스 [nF]	1.42	4.30	7.10	9.91	12.8	15.8	18.7	21.6	24.7	27.6
표 면 적 [㎠]	19.1	38.3	27.6	77.0	96.5	116.1	139.5	155.7	175.6	195.7

코어에 적용가능한 최대 2차 권선수인 200턴에서의 커패시턴스를 알기 위해 Curve-Fitting방식에 의해 Layer의 표면적과 커패시턴스의 관계를 식 (6)과 같이 1차 함수로 근사화하였으며 n턴인 경우 Layer의 표면적은 식 (7)과 같다.

$$C=0.138S+0.0059 \tag{6}$$

$$S_{TOT}=\sum_{n=1}^{n}(2\pi r+\frac{\pi}{2}((4n-3)\triangle r))H \tag{7}$$

여기서 r : 최내부 layer의 반지름,
△r : 턴당 반경의 증분, H : Layer의 높이

따라서 200턴일 경우에 대한 총표면적과 커패시턴스는 식 (6),(7)에 의해 각각 6625[㎠], 0.914 [μF] 값으로 계산결과를 얻을 수 있으며 이 값은 직류전압에 대한 커패시턴스의 예측값이 되며 HVC 내장형 변압기가 가질 수 있는 최대의 커패시턴스 값을 의미한다.

3.2 고주파변압기 설계절차

본 연구에서 사용되는 HVC 내장형 고주파변압기는 소형화를 위해 고주파수의 스위칭을 인가하므로 변압기 설계에 있어서 전원장치의 토폴로지와 코어의 재질 및 특성, 변압기출력과 정격전류, 권선수에 따른 Flux 변화

율, 동작주파수와 전류표피효과, 권선손실 및 코어손실등의 파라미터를 설계사양에 맞게 설정해야 한다.

동작주파수를 고려하여 Mn-Zn계 페라이트(Ferrite) 코어를 고려하였고 본 연구에서 적용된 코어는 PM7 재질의 ISU UTV5576 코어를 사용하여 변압기를 설계하였다. 표 3은 본 연구에서 사용할 고주파변압기의 설계사양을 나타낸다.

표 3 변압기 설계사양

출력파워	1.5 [kW]
동작주파수	50 [kHz]
DC 입력전압	280 [V]
1차측 : 2차측 권선비	1:7
최대 펄스듀티비	0.5
허용 온도상승치	50 [Deg]
스위칭 방식	Half wave

고주파변압기의 1차측 권선수를 결정하기 위해서는 코어의 특성과 변압기의 운전방식에 따라 자속밀도의 값을 설정하여야한다. 우선 변압기가 포화되는 않는 1차측 권선의 최소턴수를 계산하기 위해 파라데이의 법칙을 응용하여 사용하여 Voltage-Second 관계로부터 1차측 권선수를 계산할 수 있는 식으로 유도된다.

$$N_{p(\min)} = \frac{V\, t_{on}}{A_e\, \Delta B} \ [\text{turn}] \tag{8}$$

단, A_e = Core의 유효단면적

$N_{p(\min)}$ = 1차측 최소턴수, ΔB = 자속밀도[mT]

2차측 최소 권선수는 설계사양의 1 · 2차측 권선비 1:7을 적용하였을 경우 다음 식과 같이 결정된다.

$$N_{s(\min)} = \frac{V_s}{V_p} N_{p(\min)} \ [\text{turn}] \tag{9}$$

노이즈 특성의 향상과 높은 효율을 위해 1차측에 흐르는 전류의 DC 성분이 첨두치 성분의 1/3로 되도록 공극을 조정해야 하며 이 때 전류를 AC 성분과 DC성분으로 분류하면 다음식과 같이 표현된다.

$$I_{p(rms)} = \sqrt{D\left(I_{pk} \times I_{pl} + \frac{1}{3}(I_{pk} - I_{pl})^2\right)} \tag{10}$$

$$I_{p(dc)} = \frac{D(I_{pk} + I_{pl})}{2} \tag{11}$$

$$I_{p(ac)} = \sqrt{I_{p(rms)}^2 - I_{p(dc)}^2} \tag{12}$$

변압기 권선의 선정은 동선의 허용전류밀도에 따라 단면적이 계산되고 그 단면적에 권선의 지름을 설정해야 한다. 식 (13)은 전류용량에 따른 동선의 단면적을 구하는 계산식이며 식 (14)는 구해진 단면적으로 권선의 직경을 나타내는 식이다.

$$S = \frac{I}{J} \ [mm^2] \tag{13}$$

$$\Phi = 2\sqrt{\frac{S}{\pi}} \ [mm] \tag{14}$$

단, S = 권선의 단면적, I = 권선의 전류

J = 동선의 허용 전류밀도 (4.5A/ mm^2)

표피효과를 저감하기 위해 고주파변압기의 권선은 연선을 병렬로 연결해 사용하는 것이 일반적이고 식 (15)는 50kHz 스위칭시 흐르는 전류의 Skin depth를 나타내는 식이며 이 값을 권선직경의 약 1.5배 이상으로 설정한다.

$$D_1 = \frac{75}{\sqrt{f}} = \frac{75}{\sqrt{50000}} = 0.335 \ [mm] \tag{15}$$

고주파변압기의 손실은 크게 코어손실(Core loss)과 변압기의 권선 선저항에 의한 동손(Copper loss)으로 표현할 수 있다. 코어손실은 히스테리시스 루프의 단면적에 비례하는 손실로서 주파수, 자속밀도, 코어의 체적에 비례하는 함수관계를 가진다.

변압기의 동손은 1,2차권선의 턴수와 권선의 선저항에 비례하는 함수로 정의된다. 식 (16)은 동손을 표현하고 있으며 Litz wire를 사용하였을 경우 표피효과를 무시하고 전류의 RMS 값으로 손실을 계산할 수 있다.

$$R_{WT} = (N \cdot I_w) \times RT_{cm} \ [\Omega] \tag{16}$$

$$P_{copper} = I^2 \cdot R_{WT} \ [W]$$

여기서, R_{WT} = 권선의 전체저항, I_w = 평균턴당 길이

RT_{cm} = AWG#의 [Cm]당 저항치

변압기의 온도상승은 변압기자체의 손실에 비례하며 주로 철손과 동손이 주 온도상승 요인이 된다. 식 (17)은 변압기손실과 온도상승의 관계를 나타내고 있다.

$$\Delta T = \frac{710 \cdot P_L}{A_s} \tag{17}$$

여기서, As = Surface Area, ΔT = 온도상승률

P_L = 총손실 (코어손 + 동손)

온도상승률을 최대 50℃로 설정하였을 때 가능한 1차측 턴수범위는 22턴~33턴이며, 보빈의 윈도우 크기, 필라멘트 권선을 고려한 최적의 1차측 턴수는 28턴이며 이 때 2차측은 200턴의 권선수로 결정한다.

표 4 변압기 권선사양

1차측 권선	Litz Wire	0.25ϕ ×33
		28T
2차측 권선	AL. Foil Wire	24×0.01
		200T
필라멘트 권선	Single Wire	1ϕ
		1T

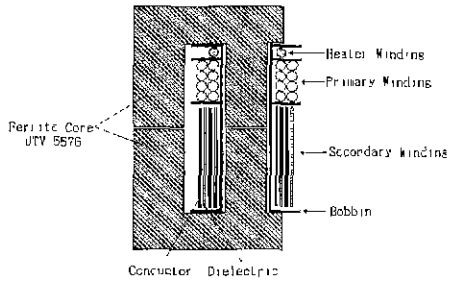

그림 2 고주파변압기의 단면도

3.3 변압기 파라미터 측정 및 모델링

본 연구에서 제안한 HVC 내장형 고주파 변압기는 전술한 바와 같이 2차권선은 도체와 유전체의 Layer 구조로 되어 있으므로 2차측 권선에 내장된 커패시턴스가 2차측 누설인덕턴스 성분에 직렬로 추가된 형태의 등가모델로 나타낼수 있다. 여기에 2차측 권선의 표유커패시턴스를 고려하면 제안된 HVC 내장형 고주파 변압기의 등가모델은 그림 3과 같이 표현할 수 있다. 이와 같은 등가모델은 변압기 스위칭시 누설리액턴스와 표유커패시턴스 사의의 전압공진을 발생시키며 이는 다층 Layer구조의 권선이 가지는 단점이다.

변압기의 특성을 알기 위해서는 변압기의 자화인덕턴스, 누설인덕턴스, 권선저항, 표유커패시턴스등의 파라미터의 측정이 필요하다. 변압기 2차측 권선을 개방한 후 1차측 인덕턴스 L_{O1}를 측정하고 1차측을 개방한 후 L_{O2}를 측정하여 식 (18)과 같이 권선비를 계산한다.

$$\eta=\sqrt{\frac{L_{O2}}{L_{O1}}}=\frac{V_s}{V_p} \tag{18}$$

변압기 2차 권선을 단락시킨 후 1차측 인덕턴스 L_{cc}를 측정하면 식 (19)와 같이 커플링 상수 k를 계산할 수 있으며 자화인덕턴스(L_m)와 등가 누설인덕턴스(L_s)가 식 (20)과 같이 표현된다.

$$k=\sqrt{1-\frac{L_{cc}}{L_{O1}}} \tag{19}$$

$$L_m=L_{O1}\frac{1+k}{2},\quad L_s=\eta^2\frac{L_{cc}}{k} \tag{20}$$

표유커패시턴스는 식(20)에서 계산된 누설인덕턴스와 공진주파수 f_r을 측정하면 식(21)에 의해 표유커패시턴스를 계산할 수 있다.

$$C_{str}=\frac{1}{(2\pi f_r)^2 L_s} \tag{21}$$

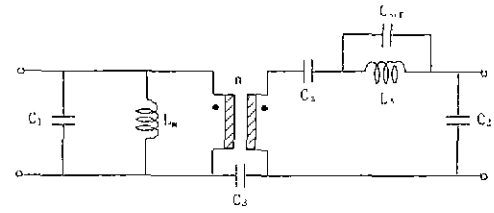

그림 3 HVC 내장형 고주파변압기의 등가모델

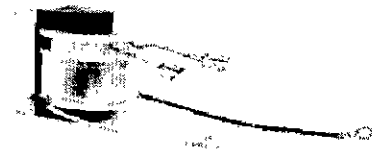

그림 4 제작된 HVC 내장형 변압기 외관

4. 시뮬레이션 및 실험결과

HVC 내장형 고주파변압기의 등가모델과 실제 측정하여 산출한 파라미터를 이용하여 고주파 변압기의 특성해석을 위한 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션은 PSIM을 사용하여 수행하였고 시뮬레이션에 사용된 회로도는 그림 5와 같고 사용된 파라미터는 표 5에서 나타내었다. 제안된 Microwave Oven구동용 HVC 내장형 고주파변압기의 특성실험을 위한 실험장치는 그림 6과 같이 정류다이오드, DC Link 커패시터, IGBT를 사용한 Full-Bridge 인버터, HVC 내장형 고주파 변압기, 필라멘트 가열권선으로 구성되며 인버터 구동은 Bipolar PWM방식을 사용하였으며 실험에 사용된 파라미터는 표 6과 같다. 그림 8은 8[kΩ] 저항부하에서의 배전압된 부하전압을 나타내고 있으며 변압기 2차측 전압이 반주기동안 변압기 내부의 커패시터를 충전하고 다른 반주기동안 부하에 전력을 전달하는 동작을 나타낸다. 그림과 같이 펄스형태로 반주기동안 4000V의 고압이 부하에 인가되고 있으며 고압회로에서 주로 발생하는 절연파괴나 코로나와 같은 현상은 관찰되지 않았다.

표 5 시뮬레이션 파라미터

Lm	Lp	Ls	Cs	Cstr	Rp	Rs	Np	Ns	Vdc
4.2 [mH]	64 [uH]	3.34 [mH]	10 [nF]	88 [pF]	49 [mΩ]	9.3 [Ω]	28 [T]	200 [T]	300 [V]

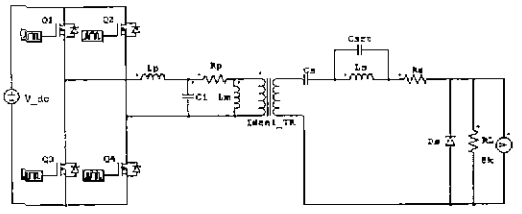

그림 5 고주파변압기의 시뮬레이션 회로

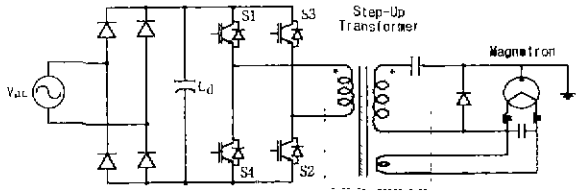

그림 6 실험장치의 기본회로

표 6 실험시 사용된 파라미터

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

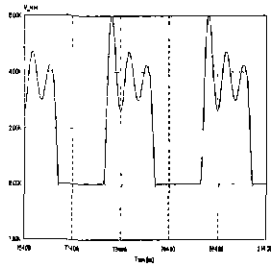

그림 7 저항부하
시뮬레이션파형

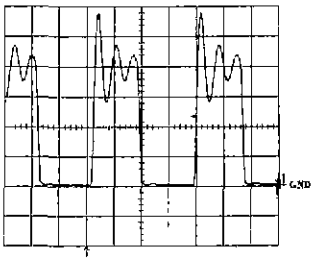

그림 8 저항부하 실험파형
(1000V/DIV)

전력이 부하에 전달되는 구간에서 표유커패시턴스(stray capacitance)와 누설 리액턴스 간의 공진이 출력전압에 중첩되어 발생하고 있는 것을 볼 수 있다. 이와 같은 공진 전압 파형은 그림 7의 시뮬레이션 파형과 일치됨을 나타내고 있으며 이는 본 연구에서 적용한 변압기 해석 및 모델링이 실제 변압기와 일치함을 나타낸다.

그림 9는 마그네트론을 실제 구동했을 때의 마그네트론 양단의 전압을 보여준다. 마그네트론 터미널에 존재하는 LC필터의 작용으로 펄스형태의 전압이 아닌 정현파에 가까운 전압이 마그네트론에 유기됨을 알 수 있다. 즉 표유성분에 의한 공진 현상은 실제 마그네트론부하 적용시 큰 영향을 주지 않는다.

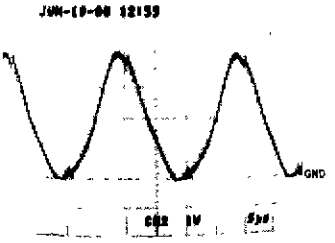

그림 9 마그네트론부하 실험파형
(1000V/DIV)

5. 결 론

본 논문에서는 기존의 마그네트론 구동용 선형 누설변압기와 고압 커패시터의 저효율성 및 고부피등의 단점을 개선하고자 인버터방식의 커패시터 내장형 고주파변압기에 대해 기술하였다. 제안한 고주파변압기는 유한요소법에 의해 해석 및 설계하였고 변압기 특성실험과 마그네트론 구동실험을 통해 Microwave Oven 전원장치의 적용가능성을 입증하였으며 시뮬레이션을 통해 제시된 변압기의 모델링 또한 증명할 수 있었다.

이 논문은 산업자원부에서 시행하는 에너지
기술개발사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었슴

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] D. Bessyo "A New Switching Power Supply for Magnetron Using A New Device and A Novel Transformer", *Official Proceedings of the PCIM'88 Conference*, PC Ⅷ, pp.371-378, 1988,

[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] 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.