

# 유한요소법과 상태방정식을 이용한 포워드 컨버터의 동작 특성 해석

論 文  
48B-9-2

## Characteristics Analysis of a Forward Converter by Finite Element Method and State Variables Equation

朴成振\* · 權丙一\*\* · 朴勝燦\*\*\*

(Seong-Jin Park · Byung-Il Kwon · Seung-Chan Park)

**Abstract** - This paper presents an analysis method of a forward converter, using both the finite element method considering the external circuit and a state variables equation. The converter operates at 50kHz and its one period is divided into two modes for the simplicity of the analysis. In the first mode, the switching transistor turns on and an input power is transferred into the load by the electromagnetic conversion action of a ferrite transformer. In the second mode, the switching transistor turns off and the stored energy in an inductor is delivered to the load, and the transformer core is demagnetized by the reset winding current. In this paper, time-stepping finite element method taking into account the on-state electrical circuit of the converter is used to analyze both the electrical circuit and electromagnetic field of the magnetic device during the first mode and the demagnetization period of the transformer core. Then a state variables equation for the circuit which the inductor current flows is constituted and solved during the second mode. As a result, the simulation results have been good agreement with the results obtained from experiment.

**Key Words** : forward converter, finite element method, ferrite transformer, state variables equation

### 1. 서 론

과워터플라이(SMPS)가 개발됨으로써, SMPS는 전기기기의 직류 안정화 전원으로 널리 사용되고 있다[1][2]. 이러한 SMPS에서 가장 큰 부피를 차지하는 부품은 전력 변환 소자인 고주파 변압기이다. 전력 변환 시스템의 소형 및 박형화 요구가 점차로 증가함에 따라서 고주파 변압기의 부피를 감소시키기 위한 방법으로 동작 주파수를 계속 상승시키고 있는 실정이다. 그러나, 동작 주파수의 과다한 상승은 스위칭 소자 및 변압기의 손실 증가를 유발하게 되므로 효율적 측면에서 불리한 설계가 된다.

SMPS의 소형화를 위한 고주파 변압기의 최적화 설계는 변압기의 전자기적 특성을 고려한 해석을 함으로써 가능하다고 할 수 있다. 일반적으로 SMPS해석을 위하여 회로해석 tool인 SPICE를 사용하고 있다. 이 방법에서는 고주파 변압기 코어의 자기적 비선형성을 고려하기 위하여 B-H곡선을 지수함수 또는 급수로서 정의하므로 곡선의 근사에 다소 오차가 수반되며 1차 및 2차측 권선간의 결합계수, 상호 인덕턴

스, 누설 인덕턴스등의 회로정수를 정확히 입력하지 않으면 특성 계산의 정확도가 떨어진다[3]. 또한 고주파 변압기 코어의 히스테리시스 모델을 고려한 SPICE 시뮬레이션 방법이 제시된 경우[4]도 있으나 선형 등가회로 해석의 한계에 의하여 해석 과형에 다소 오차가 발생한다.

최근에는 이와같은 선형회로에 의한 SMPS 해석 방법의 한계를 극복하기 위하여 전자장 수치해석 기법의 일종인 유한요소법을 회로해석과 연계하는 새로운 방법이 제시되었다 [5][6]. SMPS용 고주파 변압기의 전자장 해석을 위하여 유한요소법을 적용시킴으로써 SPICE해석의 경우보다 계산시간은 많이 소요되지만 매우 정확한 해석 결과를 얻을 수 있게 되었다. 이 방법에서는 변압기 코어 내부의 자기적 비선형성이 B-H곡선의 직접 근사에 의해 정확히 고려될 수 있으며 SPICE 모델링처럼 고주파 변압기에 대한 선형회로정수를 사용하지 않고 전자기적 형상자체를 이산화하여 해석하므로 권선의 위치 및 코어의 형상 변경시의 특성계산도 용이하게 된다. 문헌 [5]와 [6]에서는 회로 방정식과 유한요소법을 결합시키는 일반적인 방법을 보이며 적용 예로써 플라이백 컨버터(flyback converter) 또는 공진형 컨버터(resonant converter)를 해석하였으나, 코어의 감자(demagnetizing)를 위한 리셋권선(reset winding)이 존재하는 포워드 컨버터(forward converter)에 적용하기는 어렵다.

그러므로, 본 논문에서는 포워드 컨버터의 동작특성을 유한요소법과 상태방정식을 이용하여 해석하는 방법을 제시한다. 포워드 컨버터의 특성해석은 2개의 동작모드로 구분하여

\* 准 會 員 : 漢陽大 大學院 電氣工學科 碩士課程  
\*\* 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 教授 · 工博  
\*\*\* 正 會 員 : 漢陽大 工學技術研究所 先任研究員 · 工博  
接受日字 : 1999年 4月 27日  
最終完了 : 1999年 8月 17日

순차적으로 진행되며, 변압기와 함께 도통되는 모든 회로는 유한요소 해석시 자계방정식과 결합되고, 이를 동시에 계산함으로써 컨버터의 동작특성을 구한다. 또한 변압기가 동작되지 않는 구간에서는 선형회로에 대한 상태방정식을 이용하여 동작 특성을 해석한다. 본 논문에서 제시한 해석방법의 타당성과 정확성을 입증하기 위하여, 50kHz 포워드 컨버터에 대한 해석 결과를 실험결과와 비교 및 고찰하였다.

2. 해석 모델

본 논문의 해석과 실험에 사용한 포워드 컨버터 모델의 제원은 표 1과 같다. 그림 1은 해석하고자 하는 포워드 컨버터의 회로도이다. 모델의 스위칭 트랜지스터 Q는 IRF740을 사용하였고, 인덕터는  $408\mu\text{H}$ , 커패시터 C는  $2200\mu\text{F}$ , 부하 저항  $R_{load}$ 은  $5\Omega$ 이며, 인덕터 저항과 커패시터의 기생저항 값은  $0.32\Omega$ 과  $80\text{m}\Omega$ 이다. 이 값들은 Impedance Analyzer를 사용하여 측정된 값이다. 그림 1에서 점선의 사각형 부분이 변압기의 해석을 위하여 유한요소법을 적용한 부분이다. 그림 2는 변압기의 대칭성을 고려한 유한요소 해석 모델 및 경계 조건을 보여주고 있다. 그림 3은 PC-40 페라이트 코어의 온도변화에 따른 히스테리시스 곡선이다[7]. 본 논문에서는  $25^\circ\text{C}$ 의 히스테리시스 곡선을 사용하여 해석을 하였다.

표 1 포워드 컨버터 모델의 제원

Table 1 Specifications of the forward converter

입력 전압	출력 전압	변압기 각 권선의 턴수			코어 재질	주파수	듀티비
		1차측	리셋	2차측			
50V	5V	6	6	3	pc40-EI30 (TDK)	50kHz	0.21

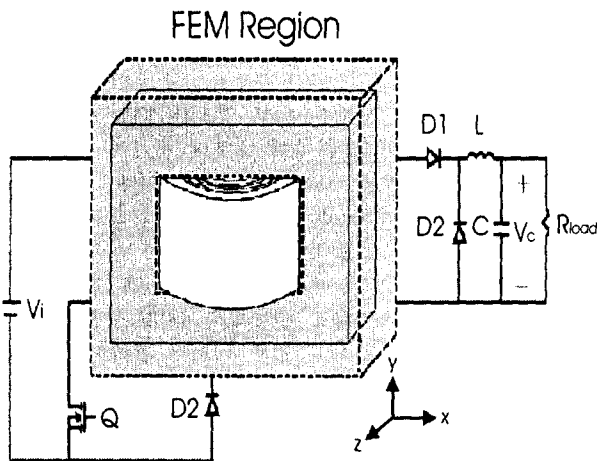


그림 1 포워드 컨버터 회로도  
Fig. 1 Forward converter circuit

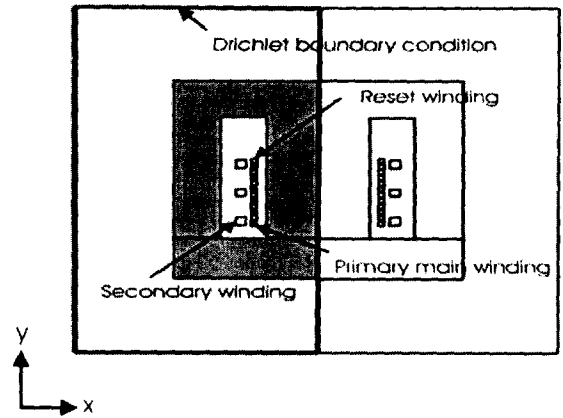


그림 2 페라이트 변압기의 유한요소 해석 모델 및 경계조건  
Fig. 2 Finite element model and boundary condition for the ferrite transformer

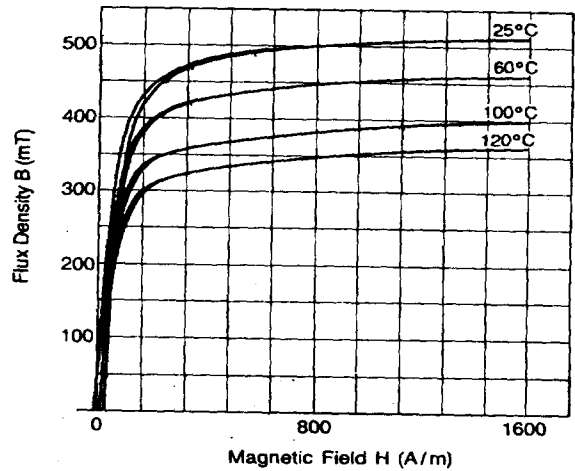


그림 3 PC-40 페라이트 코어의 히스테리시스 곡선  
Fig. 3 Hysteresis curves of PC-40 ferrite core

3. 동작특성 및 해석

포워드 컨버터의 동작은 스위칭 트랜지스터 Q가 ON되는 구간과 OFF되는 구간으로 나눌 수 있다. 스위칭 트랜지스터가 ON되는 구간을 모드 1, OFF되는 구간을 모드 2로 한다[8].

3.1 모드 1에서의 해석

3.1.1 동작 특성

모드 1은 변압기 1차측 권선의 스위칭 트랜지스터가 ON되어 있는 구간으로, 전압  $V_i$ 에 의해 1차측 권선에 전류가 흐르고, 2차측 회로에 전력이 공급된다. 리셋 권선 부분은 다이오드 D3에 의해 전류가 차단되어 흐르지 않는다.

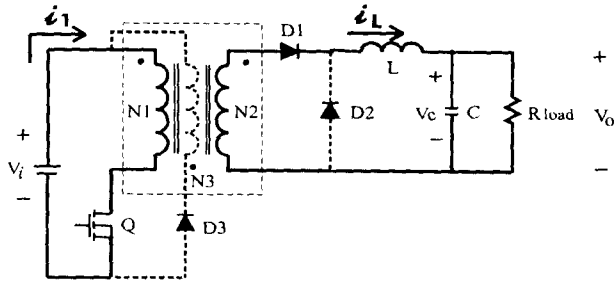


그림 4 모드 1에서의 동작  
Fig. 4 Mode 1 operation

3.1.1 유한 요소 해석

페라이트 코어는 그림 3의 히스테리시스 곡선에서 보여주는 바와 같이 히스테리시스 손실이 매우 적고, 전기적 저항률은 6.5 [ $\Omega\cdot\text{m}$ ]로서 매우 크다[7]. 그러므로, 본 논문에서는 해석의 편의상 히스테리시스손과 와전류손은 무시하며, loop 면적이 없는 단일의 B-H 곡선을 갖는 것으로 한다. 그리고, 코어의 자기적 비선형성을 고려하기 위하여 직접 수렴법을 적용한다[9]. 변압기 해석 영역에 대한 지배 방정식은 자기 벡터포텐셜 A를 계변수로 하여 x,y좌표계에서 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다[9][10].

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right) = - \frac{N_1}{S_1} i_1 \quad (1)$$

$\mu$  는 투자율,  $i_1$ 는  $S_1$ 의 단면적과  $N_1$ 의 턴수를 갖는 1차 권선에 흐르는 전류이다.

해석 영역을 1차 삼각형 요소로 분할하고, 각각의 요소 내에서 자기벡터포텐셜이 선형적으로 변한다고 가정하면, 요소 내의 자기벡터포텐셜 A의 근사값은 식 (2)로 표현 할 수 있다.

$$A^e = \sum_{i=1}^3 N_{ie} A_{ie} \quad (2)$$

여기서,  $N_{ie}$ 는 보간함수로 식 (3)과 같다.

$$N_{ie} = \frac{1}{2\Delta^{(e)}} (b_{ie} + c_{ie} + d_{ie}) \quad (3)$$

단,  $\Delta^{(e)}$ 는 삼각형 요소의 면적,  $b_{ie} = x_{je}y_{ke} - x_{ke}y_{je}$ ,  $c_{ie} = y_{je} - y_{ke}$ ,  $d_{ie} = x_{ke} - x_{je}$ 이며,  $ie, je, ke$ 는 순환관계이다.

Galerkin 법을 적용하여, 요소 방정식을 구하면 식 (4)를 얻을 수 있다.

$$G_{je} = \int_{S^e} \sum_{i=1}^3 \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial N_{ie}}{\partial x} \frac{\partial N_{je}}{\partial x} + \frac{\partial N_{ie}}{\partial y} \frac{\partial N_{je}}{\partial y} \right) A_{ie} dx dy - \frac{N_1}{S_1} i_1 \int_{S^e} N_{ie} dx dy$$

$$= - \frac{1}{4\Delta^{(e)}} \sum_{i=1}^3 \left( \frac{1}{\mu} c_{ie}c_{je} + \frac{1}{\mu} d_{ie}d_{je} \right) A_{ie} - \frac{N_1 i_1 \Delta^{(e)}}{3S_1} \quad (4)$$

( $j = 1, 2, 3$ )

또한 변압기의 1, 2차측의 외부 회로 방정식을 그림 4로부터 구하면 식 (5), (6), (7)과 같다.

$$N_1 \frac{d\Phi}{dt} + L_o \frac{di_1}{dt} + (R_1 + R_Q)i_1 = V_i \quad (5)$$

$$\frac{dI_L}{dt} + (R_2 + R_L)I_L + R_c C \frac{dV_c}{dt} + V_c = N_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad (6)$$

$$R_{load} I_L - (R_c + R_{load}) C \frac{dV_c}{dt} - V_c = 0 \quad (7)$$

여기서,  $R_1, R_2$ 는 1차측과 2차측 권선의 저항,  $R_Q$ 는 스위치 Q의 turn-on시의 저항이며,  $R_L, R_c$ 는 인덕터와 커패시터의 기생저항이고,  $R_{load}$ 는 부하의 저항을 나타낸다. 그리고,  $I_L$ 은 2차측 인덕터의 전류,  $V_c$ 는 커패시터의 저항성분을 제외한 순수 커패시터의 양단에 걸리는 전압이다. 또한, 식 (5)에서  $L_o$ 는 변압기의 코일단 누설 인덕턴스이며, 본 논문에서는 매우 작은 값으로 가정하여 이를 무시하였다.

식 (5)~식 (7)의 시간미분항을 후퇴차분법을 적용하여 근사화시키면 식 (8)~식 (10)으로 된다.

$$N_1 \frac{\Phi^{t+\Delta t} - \Phi^t}{\Delta t} + (R_1 + R_Q) i_1^{t+\Delta t} = V_i^{t+\Delta t} \quad (8)$$

$$- N_2 \frac{\Phi^{t+\Delta t} - \Phi^t}{\Delta t} + L \frac{I_L^{t+\Delta t} - I_L^t}{\Delta t} + (R_2 + R_L) I_L^{t+\Delta t} + R_c C \frac{V_c^{t+\Delta t} - V_c^t}{\Delta t} + V_c^{t+\Delta t} = 0 \quad (9)$$

$$R_{load} I_L^{t+\Delta t} - (R_c + R_{load}) C \frac{V_c^{t+\Delta t} - V_c^t}{\Delta t} - V_c^{t+\Delta t} = 0 \quad (10)$$

식 (8)과 (9)에서, 권선의 쇄교 자속량  $\Phi$ 는 식 (11)에 의해서 구할 수 있다.

$$\Phi = \oint_l A dl \quad (11)$$

따라서, 식 (4)를 전체 요소에 대하여 조립하고 식 (8), 식 (9), 식 (10)과 결합하면 식 (12)와 같이 외부회로 방정식을 고려한 시스템 방정식을 얻게 된다.

$$\begin{bmatrix} [K] & [M] & [0] & [0] \\ [E_1]/\Delta t & [ ] & [ ] & [ ] \\ [E_2]/\Delta t & [Z_1] & [ ] & [ ] \\ [0] & [ ] & [ ] & [ ] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A] \\ i_1 \\ I_L \\ V_c \end{bmatrix}_{t+\Delta t} = \begin{bmatrix} [0] & [0] & [0] & [0] \\ [E_1]/\Delta t & [ ] & [ ] & [ ] \\ [E_2]/\Delta t & [Z_2] & [ ] & [ ] \\ [0] & [ ] & [ ] & [ ] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A] \\ i_1 \\ I_L \\ V_c \end{bmatrix}_t + \begin{bmatrix} [0] \\ V_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}_{t+\Delta t} \quad (12)$$

여기서,  $[Z_1]$ 와  $[Z_2]$ 는 각각 다음과 같다.

$$[Z_1] = \begin{bmatrix} R_1 + R_0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L}{\Delta t} + R_2 + R_L + \frac{R_c R_{load}}{R_c + R_{load}} & 1 - \frac{R_c}{R_c + R_{load}} \\ 0 & R_{load} & -1 - \frac{C(R_c + R_{load})}{\Delta t} \end{bmatrix}$$

$$[Z_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & -C(R_c + R_{load}) \end{bmatrix}$$

식 (12)을 풀면 변압기 해석 영역의 각 절점의 포텐셜 값과 1차측 전류, 인덕터 전류, 커패시터 전압을 구할 수 있다.

### 3.2 모드 2에서의 해석

모드 2는 스위칭 트랜지스터 Q가 OFF되어 있는 구간으로서 리셋 권선을 통한 페라이트 코어의 감자 작용이 일어나는 구간과 감자 작용이 완료되어 2차측 RLC회로부분에만 전류가 흐르게 되는 2개의 구간으로 다시 구분 할 수 있다.

#### 3.2.1 동작 특성

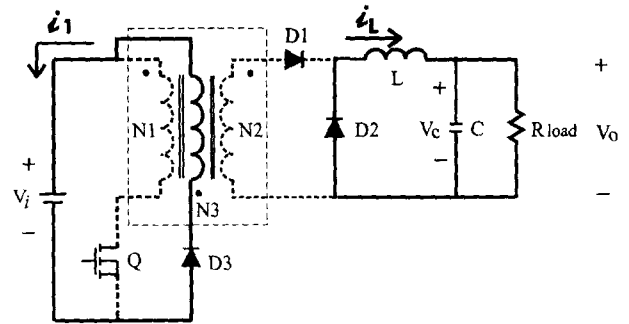
먼저 1차측 권선의 트랜지스터 Q가 ON상태로부터 OFF되면, 그림 5 (a)에서와 같이 1차측 주권선으로는 전류가 흐르지 못하게 되고 리셋 권선 전류를 통해 변압기에 축적된 자화 에너지를 소비한다. 즉, 리셋 권선은 전압원으로 동작하면서 모드 1에서와는 반대로 전원 쪽으로 전류가 흐르게 하고, 이러한 동작에 의해 모드 1 구간동안 변압기의 높아진 자속 밀도를 다시 원래위치로 되돌리게 된다. 이때 2차측 권선에는 모드 1에서와 반대 방향으로 기전력이 발생해서 다이오드 D1에 의해 전류가 차단되므로 전류가 흐르지 못하고, 인덕터 L에 의한 전류는 D2를 통해서 흐르게 된다. 감자 작용이 완료되어 리셋 권선을 통한 전류가 더 이상 흐르지 않게 되면 그림 5 (b)와 같이 부하 회로에서만 전류가 흐르게 된다.

포워드 컨버터에서 리셋 권선에 의한 감자 작용이 없다면 변압기는 몇 주기 후 포화된다. 변압기가 포화되면 큰 여자 전류가 흐르게 되어 트랜지스터를 파손시킨다.

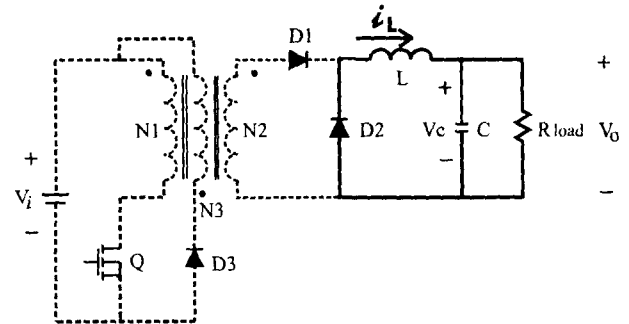
#### 3.2.2 유한요소법과 상태 방정식을 이용한 해석

리셋권선의 전류가 흐르는 동안에는 컨버터의 1차측 회로의 전류, 즉 리셋권선의 전류는 유한요소법에 의해 계산하며, 동시에 2차측 RLC회로 부분의 동작은 상태 방정식을 이용하여 해석한다. 축적에너지가 다 소모되어 리셋권선을 통한 전류가 흐르지 않게 되면, 유한요소법을 이용한 해석을 할 필요가 없고, 2차측의 RLC회로 부분만을 해석한다.

모드 2에서 컨버터의 1차측 회로부분과 변압기 코어의 해석방법은 모드 1에서와 같다. 다만 모드 1에서는 변압기의 1차측 권선의 전류가 구하고자 하는 미지값이었으나 모드 2에서는 리셋 권선의 전류가 미지값으로 된다. 리셋권선의 전류는 그림 5 (a)에 표시된 전류  $i_1$ 이다. 이 구간의 지배방정식은 식 (13)과 같고, 이에 의한 식의 전개는 모드 1에서와 같



(a)



(b)

그림 5 모드 2에서의 동작 (a) 리셋권선의 전류도통구간 (b) (a)상태이후 구간

Fig. 5 Mode 2 operation (a) the reset winding conduction period (b) after the state (a)

다. 다만, 1차측 트랜지스터 부분과 2차측 권선부분에는 무한대의 저항값을 주어 전류가 흐르지 못하도록 한다. 또한, 식 (5)에서의 전압  $V_i$ 는 식 (14)와 같이 리셋권선에 걸리는 전압  $V_{reset}$ 으로 변환된다. 리셋이 완료되는 데 걸리는 시간은 일반적으로 volt·sec 법칙에 의해서 결정된다[2][8][11].

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right) = - \frac{N_3}{S_3} i_1 \quad (13)$$

여기서,  $N_3$  및  $S_3$ 는 각각 리셋권선의 턴수 및 단면적을 나타낸다.

$$V_{reset} = - \frac{N_1}{N_3} V_i \quad (14)$$

여기서,  $V_i$ 는 1차측 권선의 전압이다. 컨버터의 2차측 회로의 해석을 위해서는 먼저 그림 5로부터 식 (15), 식 (16)과 같은 회로 방정식을 세운다.

$$(R_{load} + R_L) I_L + L \frac{dI_L}{dt} - R_{load} C \frac{dV_c}{dt} = 0 \quad (15)$$

$$R_{load} I_L - (R_{load} + R_c) C \frac{dV_c}{dt} = V_c \quad (16)$$

이 회로 방정식을 식 (17), 식 (18)같이 정리하고,

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{R_{load}}{C(R_{load} + R_c)} I_L - \frac{1}{C(R_{load} + R_c)} V_c \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \frac{dI_L}{dt} = & - \frac{R_{load}R_c + R_{load}R_L + R_cR_L}{L(R_{load} + R_c)} I_L \\ & - \frac{R}{L(R + R_c)} V_c \end{aligned} \quad (18)$$

이로부터 식 (19)의 행렬 방정식을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{load}R_c + R_{load}R_L + R_cR_L}{L(R_{load} + R_c)} & -\frac{R_{load}}{L(R_{load} + R_c)} \\ \frac{R_{load}}{C(R_{load} + R_c)} & -\frac{1}{C(R_{load} + R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_c \end{bmatrix} \quad (19)$$

식 (19)의 방정식은 식 (20)과 같은 상태 방정식의 형태이다.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) \quad (20)$$

Trapezoidal method를 사용하면 식 (20)의 해를 식 (21)과 같이 구할 수 있다[12].

$$x(t) = \left[ I - \frac{1}{2} \Delta t A(t) \right]^{-1} \left\{ \left[ I + \frac{1}{2} \Delta t A(t - \Delta t) \right] x(t - \Delta t) \right\} \quad (21)$$

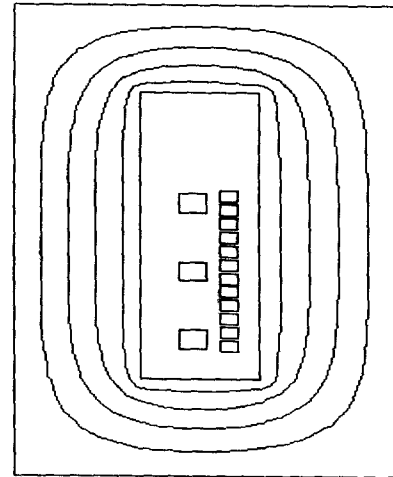
여기서, I는 단위행렬이다.

인덕터 전류와 커패시터 전압의 초기치는 모드 1에서 구해지고, 모드 2에서 마지막 전류, 전압값이 모드 1에서 인덕터 전류와 커패시터 전압의 초기치가 됨으로써 연속적인 계산이 수행된다.

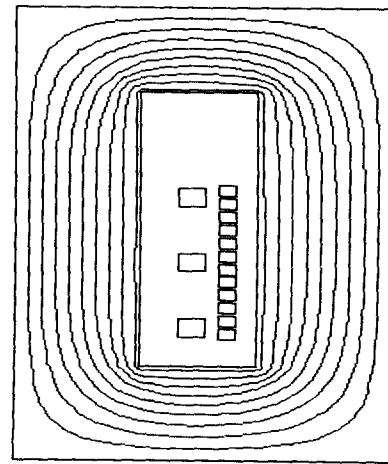
#### 4. 해석 및 실험 결과

##### 4.1 변압기 코어 내부의 자기적 특성

그림 6은 변압기에서의 자속선도를 보여주고 있다. 그림 6 (a)는 정상상태에 있어서의 0.1 주기에서의 자속선도이고, (b)는 0.2 주기일때의 자속선도이다. 그림 7에서는 변압기내에서 시간에 따른 평균자속밀도의 변화를 보여주며, 그림 3의 B-H 곡선에서 알 수 있듯이 선형구간에서 동작하고 있음을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 6 자속선도 (a) 0.1주기 일 때 (b) 0.2주기 일 때  
Fig. 6 Flux lines (a) at 0.1 times a period (b) at 0.2 times a period

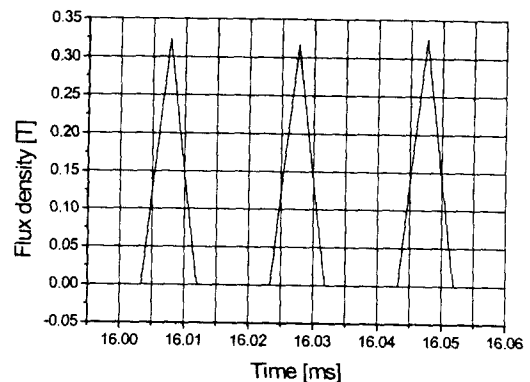


그림 7 코어에서의 평균 자속 밀도 변화  
Fig. 7 The change of the average flux density in the ferrite core

4.2 해석 및 실험 결과의 비교

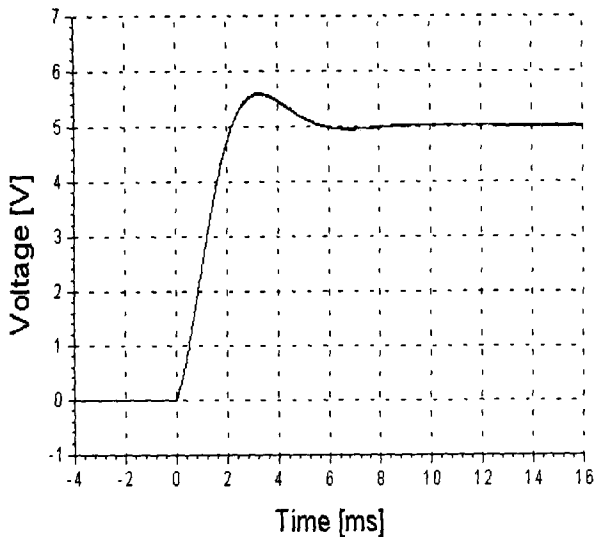
그림 8은 0[ms]에서 16[ms]까지 과도상태의 부하 전압의 변화를 보여주고 있다. 그림 8 (b)의 실험 파형은 스위치를 올린후 3[ms]정도의 시간에서 6V정도의 최대전압까지 올라 갔다가 12[ms]부터 거의 4.9[V]의 안정된 전압을 나타낸다. 그림 8 (a)에서 해석결과 파형의 수렴치는 5[V]로서 실험치와 2%정도의 오차를 가진다.

그림 9는 0[ms]에서 18[ms]까지의 시간동안 인덕터의 전류값을 보여주고 있다. 실험 파형에 있어서 초기의 리플 전류는 스위치의 불완전 접촉으로 인한 것으로 보이고, 이를 제외하면 해석 결과와 실험결과가 비교적 잘 일치함을 알 수 있다.

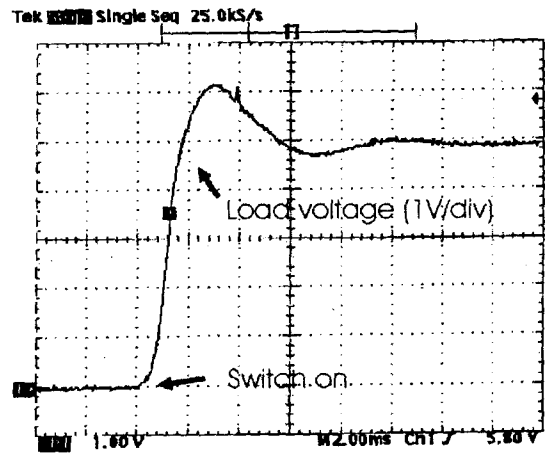
그림 10에서는 파워드 컨버터의 1차측 입력 전류를 보여주고 있다. 전류의 양의 방향 부분은 페라이트의 변압기 2차측으로 전달되는 전류와 여자전류의 합인 변압기 1차측의 주권선 전류이고, 음의 방향 부분은 리셋권선을 통해 흐르는 전류이다. 유한요소법을 이용한 해석결과에서는 1차권선 최대 전류가 1.693[A] 이고, 실험결과는 최대 전류가 1.71[A] 로서 오차는 1%이다.

그림 11은 2차측 권선에 연결된 회로의 인덕터에 흐르는 전류이다. 해석결과 전류는 0.898[A]와 1.102[A]사이에서 리플을 나타내며, 실험결과는 0.85[A]에서 1.1[A] 사이의 값이다. 2차측 회로에서의 전류값 역시 유한요소법과 상태방정식을 이용한 해석에 의해 정확한 값을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

그림 12는 1차측 권선과 리셋 권선에서 나타나는 전압이며, 그림 13은 2차측 권선의 전압이다. 해석 및 실험결과는 거의 일치하지만 해석에 있어서 스위칭 트랜지스터 Q를 이상적으로 가정하였으므로 Q가 ON또는 OFF되는 순간에 과도적인 오차가 발생함을 알 수 있다.



(a)



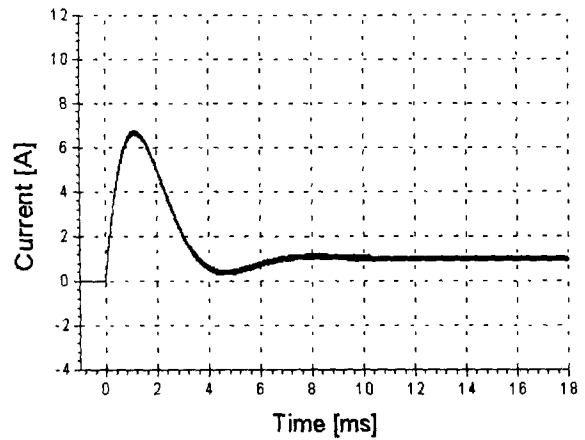
(b)

그림 8 부하전압의 과도특성

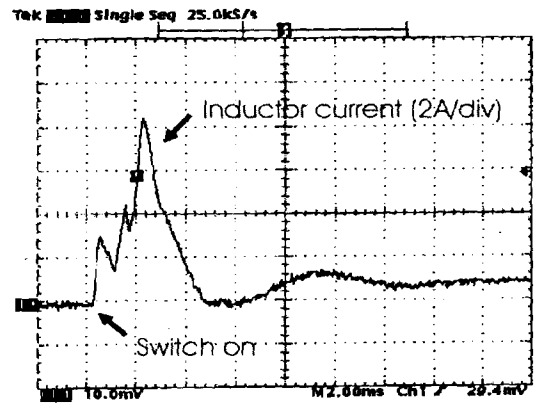
(a) 해석 결과 (b) 실험 결과

Fig. 8 The transient characteristic of load voltage

(a) simulation result (b) experimental result



(a)



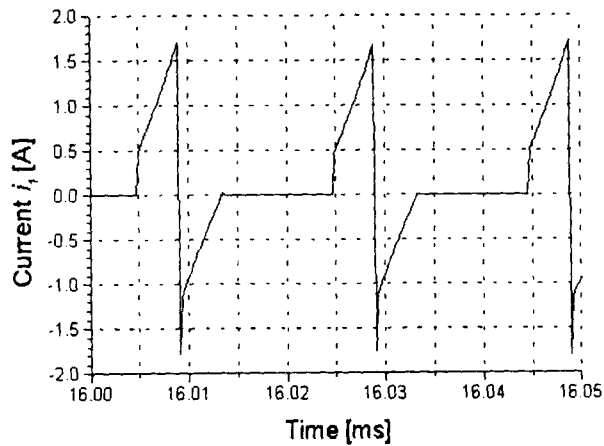
(b)

그림 9 인덕터 전류  $i_L$ 의 과도특성

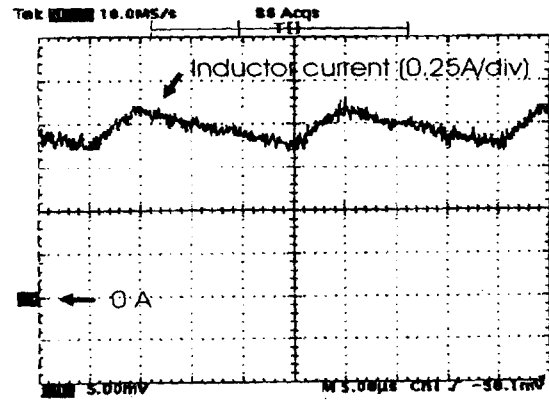
(a) 해석 결과 (b) 실험 결과

Fig. 9 The transient characteristic of inductor current  $i_L$

(a) simulation result (b) experimental result



(a)



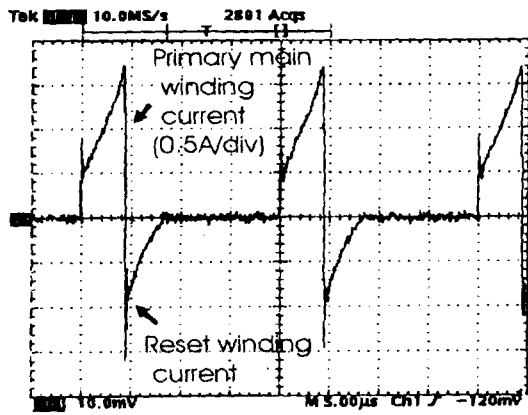
(b)

그림 11 인덕터의 전류  $i_L$

(a) 해석 결과 (b) 실험 결과

Fig. 11 Inductor current  $i_L$

(a) simulation result (b) experimental result



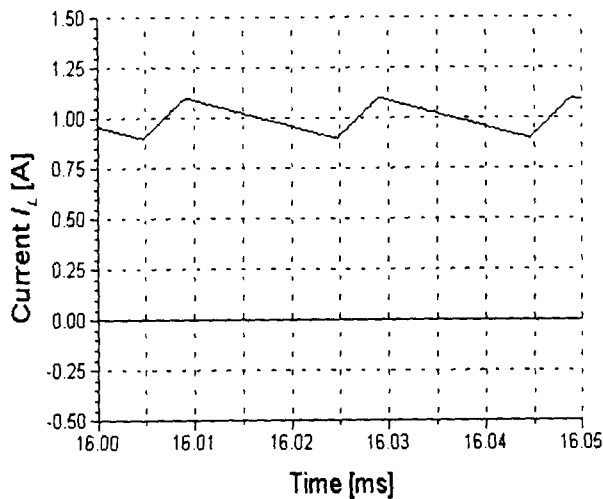
(b)

그림 10 포워드 컨버터의 입력 전류

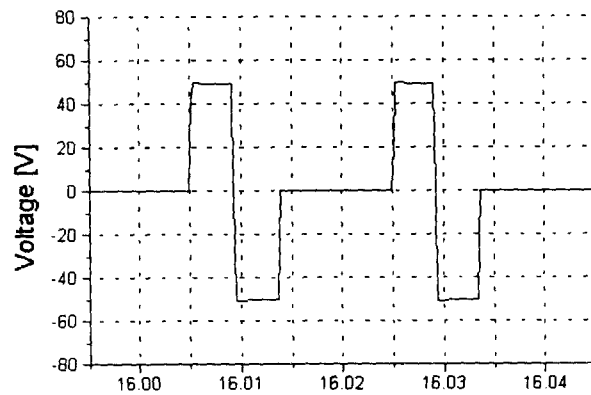
(a) 해석 결과 (b) 실험 결과

Fig. 10 Input current of the forward converter

(a) simulation result (b) experimental result



(a)



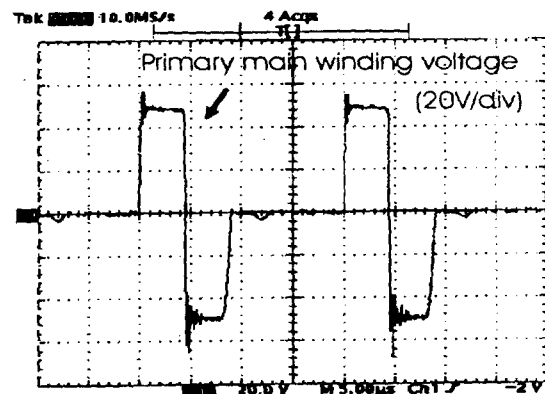
(a)

그림 12 1차측과 리셋 권선의 전압

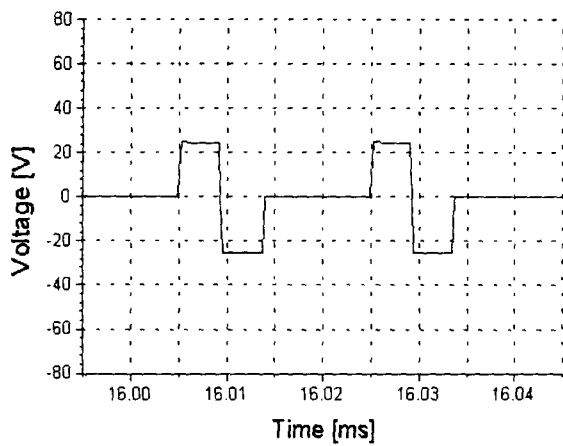
(a) 해석 결과 (b) 실험 결과

Fig. 12 Primary and reset winding Voltage

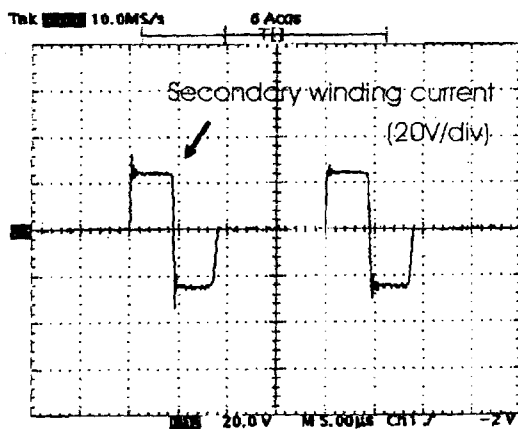
(a) simulation result (b) experimental result



(b)



(a)



(b)

그림 13 2차측 권선의 전압 (a) 해석 결과 (b) 실험 결과  
Fig. 13 Secondary winding Voltage

(a) simulation result (b) experimental result

### 5. 결론

본 논문에서는 500W이하의 중소형 정전압원으로서 가장 많이 사용중인 포워드 컨버터의 동작 특성을 유한요소법과 상태 방정식을 이용하여 해석하는 방법을 제시하였다. 본 방법에서는 리셋권선이 존재하는 포워드 컨버터의 동작특성을 스위칭 트랜지스터의 ON, OFF에 따라서 2개의 모드로 구분하여 다음과 같이 해석하였다.

1) 스위칭 트랜지스터 Q가 ON상태인 모드 1에서는 변압기와 함께 도통되는 모든 회로를 유한 요소해석시의 자계 방정식과 결합시키고, 이를 연립하여 계산함으로써 컨버터의 동작 특성을 구하였다.

2) 스위칭 트랜지스터 Q가 OFF상태인 모드 2에서는 유한 요소해석을 통하여 변압기 코어의 자계와 리셋권선 전류를 동시에 구하며, 또한 2차측의 선형회로에 대해서는 상태 방정식을 구성하여 이의 해를 구함으로써 2차측 회로의 동작 특성을 해석하였다.

본 논문에서 제시한 해석 방법의 정확성과 타당성을 입증하기 위하여, EI형 페라이트 코어의 변압기를 갖는 50kHz 포워드 컨버터의 동작 특성을 해석한 결과, 실험값과 잘 일치함을 알 수 있었다.

따라서, 본 논문에서 제시한 방법은 컨버터용 변압기의 최적화 설계를 위한 특성해석에 적용할 수 있다.

### 참고 문헌

- [1] SMPS 기술조사전문위원회 편, SMPS 기술현황, 대한전기학회, 1997년 1월.
- [2] 김희준, 스위치모드 파워플라이, 성안당, 1996, pp. 30-48, pp. 250-257.
- [3] Steven M. Sandler, SMPS Simulation with SPICE 3, McGraw-hill, 1997, pp. 17-60.
- [4] Enrico Dallago, Giuseppe Venchi, "Analytical and Experimental Approach to High Frequency Transformer Simulation", IEEE Trans. on Power electronics, Vol.14, No.3, pp. 415-421, May 1999.
- [5] P.Kuo-Peng, N.Sadowski, R.Carlson and N.J.Batistela, "A General Method for Coupling Static Converter with Electromagnetic Structures", IEEE Trans. on Magnetics, Vol.33, No.2, pp. 2004-2009, March 1997.
- [6] A.C.Pinho, N.Sadowski, P.Kuo-Peng, J.P.A.Bastos, N.J.Batisela, "A General Method for Coupling Electronic Circuits with 3D Electromagnetic Fields", IEEE Trans. on Magnetics, Vol.34, No.5, pp. 3166-3169, September, 1998.
- [7] TDK CO. TDK Ferrite Cores for Power Supply and EMI/RFI Filter, 1997.
- [8] Simon S. Ang, Power Switching Converters, Marcel Dekker, Inc., New York, 1995, pp. 120-126.
- [9] 임달호, 유한요소법, 동명사, 1995.
- [10] 中田高義, 高橋則雄, 電氣工學の有限要素法, 森北出版(株), 東京, 1992, pp. 21-106.
- [11] 戸川 治朗, 전자기술연구회 편, 전원회로 설계 마스터, 기문사, 1999, pp. 255-308.
- [12] Ned Mohan, Tore M. Undeland, W.P.Robbins, Power Electronics, 2nd ed., John Wiley & Sons, Inc., New York, 1995, pp. 66-69.

본 논문은 한국과학재단에서 지원하는  
특정기초연구과제로서 수행한 연구결과입니다.  
(과제번호 96-01-02-09-01-3)



저 자 소 개



박 성 진 (朴 成 振)

1972년 2월 5일생. 1998년 한양대 전기공학과 졸업. 1998~현재 동대학원 전기공학과 석사과정

Tel : (0345) 409-1277

E-mail : jiney@hanyang.ac.kr



권 병 일 (權 丙 一)

1956년 2월 1일 생. 1981년 한양대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 일본 동경대 대학원 졸업(공학). 1990년 도시바(주) 시스템 소프트웨어 연구소 연구원. 1991년 한국 기계연구소 자기 부상 열차 사업단 선임연구원. 1991년~현재 한양대학교 전자컴퓨터공학과 부교수.

Tel : (0345) 400-5165, Fax : 400-406-5073

E-mail : bikwon@email.hanyang.ac.kr



박 승 찬 (朴 勝 燦)

1968년 3월 24일 생. 1990년 한양대 전기공학과 졸업. 1992년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사), 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1996년~현재 한양대학교 공학기술연구소 선임 연구원

Tel : (0345) 409-1277, Fax : (0345) 409-1277

E-mail : scpark@mail.hanyang.ac.kr