

고주파 트랜스포머의 권선기법 따른 손실특성

김일남\*, 윤신용\*, 이공희\*\*  
 동서울대학 전기정보과\*, 전주공업대학 전기과\*\*

Power Loss Characteristics according to Winding Method of High Frequency Transformer

Il-Nam Kim, Shin-Yong Yoon, Gong-Hee Lee\*  
 DongSeoul College, Department of Electrical information, \*CheonJu Technical College

**Abstract** - This paper researched the power loss characteristics according to winding method of high frequency transformer. Power loss was analyzed by PExprt using FEM software. The ferrite core model for analysis be used the EE type. Transformer model objected type applied to flyback converter. Therefore, analysis result was obtained the many parameter of DC, AC resistance, leakage inductance, copper loss, core loss, and temperature etc.

1. 서 론

산업의 정보화 및 고도화에 따라 전자기술을 이용한 다양한 제품들이 개발되고 있다. 이에 따라 통신기기, 사무자동화기기, 공장자동화기기, 의료기기, 백라이트 특수조명기기(CFL, EEFL) 등에 전원장치인 컨버터에 대한 기술이 더욱 요구되고 있다. 컨버터는 부하에 적합한 용량의 전원을 공급하기 위한 설계기술이 중요하다. 이러한 컨버터 다양한 토폴로지법, 제어보상회로, 고주파 트랜스포머의 설계기술이 요구된다. 토폴로지와 제어회로, 공진회로, 인덕터 설계기술은 그 동안 많은 연구로 일반화 되어 있지만 고주파 트랜스포머의 설계기술은 아직 경미한 상태이다[1-4].

따라서 본 연구에서는 손실을 고려한 고주파 트랜스포머의 설계기술을 연구대상으로 한다. 해석대상 트랜스포머 코어는 EE 타입을 선정하였으며 권선의 굵기와 배치기법에 따른 각종 파라미터 도출로부터 손실을 얻었다. 또한 공극의 가변과 권선기법에 따른 손실특성을 비교 검토하였다. 이에 따라 손실을 저감할 수 있는 플라이백 컨버터에 적합한 고주파 트랜스포머의 설계기술을 확보하고자 하였다. 이를 위해 유한요소법(FEA)을 이용한 PExprt(Power Electronic Expert) 프로그램을 이용하였다.

2. 본 론

2.1 고주파 트랜스포머의 구조

고주파 트랜스포머는 코어 구조에 따라 다음과 같이 EE, EI, PQ, ETD, UU, RM 타입의 여러 가지로 분류할 수 있다. 구조마다 다소 손실에 차이는 있지만 본 연구에서는 EE 타입을 기준으로 권선배치, 굵기와 공극의 가변에 따른 손실을 얻고자 한다.

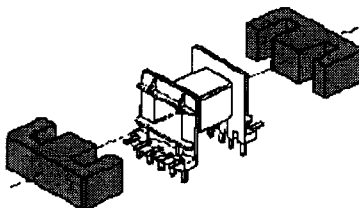


그림 1. 고주파 트랜스포머의 구조(EE)

그림 1은 해석대상 고주파 트랜스포머의 코어와 보빈 구조를 나타낸 것이다. 여기서 코어는 TDK사의 EE10, 체적(2262.56[mm<sup>3</sup>]=길이(35.8[mm])x면적(63.2[mm<sup>2</sup>]), 그림 2(a)는 코어에 결합된 보빈구조이다. 대상모델 보빈은 EE10이며 그림 2(b)는 권선구조이다.

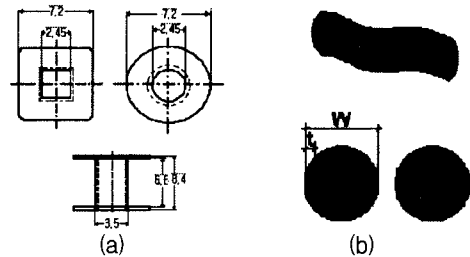


그림 2. 보빈과 코일구조

권선은 AWG10(W: 2.73[mm], t: 0.07[mm])를 이용하였으며 기타 해석에서는 AWG15(W: 1.56[mm],t:0.055[mm]), AWG20(W: 0.89[mm], t: 0.04[mm]), AWG25(W: 0.51[mm], t: 0.03[mm]), AWG30(W: 0.3[mm], t: 0.25[mm]), AWG35(W:0.18[mm],t:0.02[mm]), AWG40(W: 0.1[mm], t: 0.01[mm])등을 적용하였다.

코어 재질은 페라이트 PC40(포화자속밀도 0.39[T], 비투자율 100.000, 저항율 6.5[Ω], 초기 투자율 25[°C] 2300)이다.

2.2 고주파 트랜스포머의 전압, 전류

고주파 플라이백 트랜스포머의 1, 2차 전압, 전류파형은 그림 3과 같다. 여기서 스위칭 주파수는 200[kHz]를 적용하였으며, 손실특성은 스위칭 주파수의 증가에 따라 감소된다. 듀티비는 0.4이며 모드는 연속모드를 적용하였다. 여기서  $V_p=7.5[V]$ ,  $V_n=-5[V]$ ,  $I_{1rms}=1.3[A]$ ,  $I_{2rms}=2[A]$ ,  $n=1$ ,  $L_{1,2}=5[\mu H]$ .

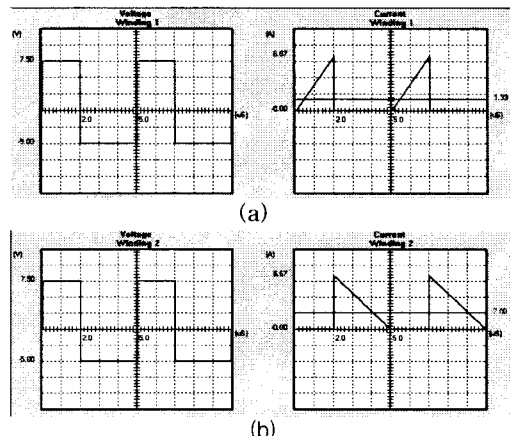


그림 3. 트랜스포머의 1, 2차 전압 전류파형

### 2.3 손실특성

손실은 코아손과 동손으로 분류할 수 있다. 코아손은 자속의 변화에 따라 고정 손으로 발생되며 동손은 부하에 따라 변화된다. 본 코아 재질은 페라이트이므로 와류손을 발생하지 않는다. 철심은 주파수가 증가될수록 철손이 크므로 사용되지 않으며 강자성체인 페라이트가 사용되므로 본 연구에서는 이를 적용하였다.

동손에는 DC 저항손과 AC 저항손으로 분류할 수 있다. DC 저항손은 주파수에 관계없이 일정하며 AC 저항손은 주파수 가변에 따라 저항손이 증가된다. 또한 누설 인덕턴스는 주파수의 증가에 따라 감소한다.

$$R_{DC} = \rho \frac{l}{A} \quad (1)$$

$$R_{AC} \cong \frac{l}{\sigma A} = \frac{1}{\sigma} \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (2)$$

$$L_m = \frac{N^2}{R_g} \quad (3)$$

$$P_{core} = V \cdot k \cdot f^{1.61} B^{2.68} \quad (4)$$

$$P_{copper} = I_{rms}^2 (R_{DC} + R_{AC}) + I_{2rms}^2 (R_{DC} + R_{AC}) \quad (5)$$

$$P_{loss} = P_{core} + P_{copper} \quad (6)$$

여기서  $R_{DC}$ : 직류저항 25.9[Ω],  $R_{AC}$ : 교류저항 37.1[MΩ],  $V$ : 체적 2262.56[mm<sup>3</sup>],  $k$ : 0.32,  $L_m$ : 자화인덕턴스 0.145[μH],  $P_{loss}$ : 손실[W],  $B$ : 0.0419 [T],  $f$ : 200 [kHz],  $C$ : 6 [pF].

### 3. 시뮬레이션 결과

그림 4(a)-(j)는 해석모델(EE10)을 중심축에 대한 1/2 단면도이다. 그림 4(a)에서는 1차권선위에 2차권선이 동일한 굵기(AWG25)로 코아 내부 보빈에 성층한 구조를 나타낸 것이다. 여기서 1차코일은 턴수5×병렬3=15턴으로 되어 있으며 2차코일도 동일하다. 그림 4(b)는 1차, 2차권선 AWG 25이며 1차 턴수5×병렬2, 2차 턴수5×병렬2이다. 그림 4(c)는 1차권선 AWG20, 2차권선 AWG25이며 1차 턴수4×병렬1, 2차 턴수4×병렬3이다.

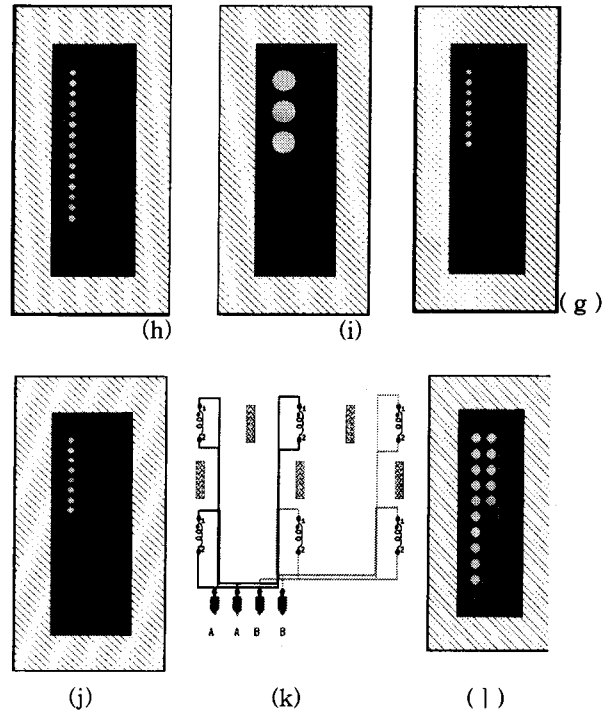
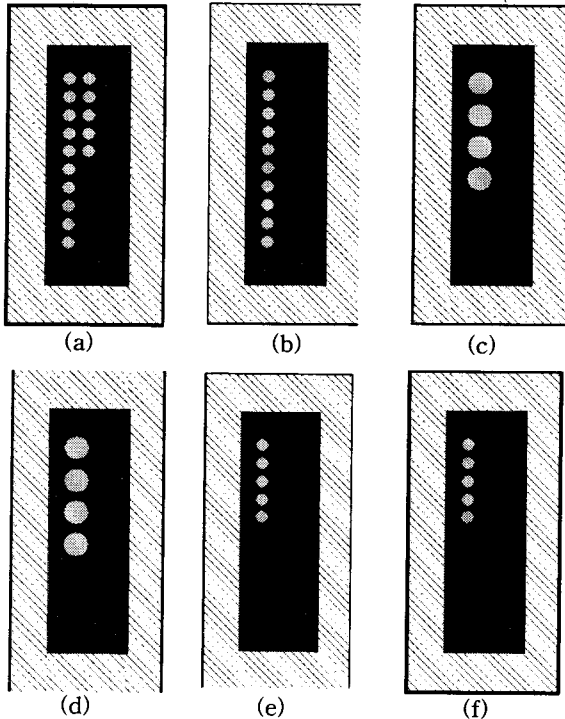


그림 4. 해석모델의 권선굵기와 턴수비별 단면도

그림 4 (k)는 그림 4(a)의 내부결선도이며 그림 4(l)은 그림 4(a)에서 코일 사이에 절연된 것을 나타낸 것이다. 표 1은 그림 4(a)-(j)의 모델에 대한 해석결과 사양이다. 여기서 첫 번째 그림 4(a)의 6.27[°C]에 비해서 그림 4(j)는 13.43[°C]로 온도가 상승함을 알수 있으며 이는 곳 손실의 크기를 의미한다.

표 1. 모델에 대한 계산결과

Core (Name)	Wire (Name)	Volume (mm <sup>3</sup> )	Turns	Temperature (°C)	Gap (mm)	Parallel Tur.	Power Los.
EE10	AWG25	2262.56	5	6.27	-0.2324	3	0.1217
EE10	AWG25	2262.56	5	7.17	-0.2324	2	0.1459
EE10	AWG20	2262.56	4	7.93	-0.1303	1	0.1492
EE10	AWG20	2262.56	4	10.77	-0.1303	1	0.2066
EE10	AWG25	2262.56	5	10.00	-0.2324	1	0.2138
EE10	AWG25	2262.56	5	10.02	-0.2324	1	0.2218
EE10	AWG30	2262.56	5	10.54	-0.2324	3	0.2219
EE10	AWG20	2262.56	3	12.98	-0.0444	1	0.2384
EE10	AWG30	2262.56	4	11.07	-0.1303	2	0.2446
EE10	AWG30	2262.56	4	13.43	-0.1303	2	0.2805

그림 5(a), (b)는 손실중 코아손과 동손의 차이를 비교한 것이다. 여기서 그림 5(a)는 그림 4(a)의 코아손 41.36[%], 동손 58.64[%]이며 그림 5(b)는 그림 4(j)의 코아손 32.63[%], 동손 67.37[%]를 나타낸 것이다. 동손이 더욱 증가함을 알 수 있다. 이에 따라 열손실은 더욱 증가된다.

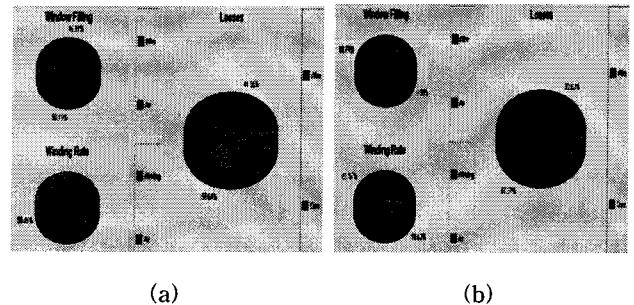


그림 5. 철손중 코아손과 동손 비율

그림 6은 그림 4(a)-(j)의 해석결과와 표 1로부터 얻은 손실을 나타낸 것이다. 해석결과 손실이 가장 작은 것은 그림 4(a)구조이며 손실이 가장 큰 것은 그림 4(j)구조이다.

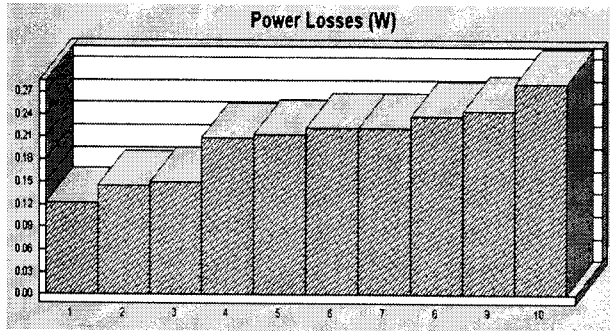


그림 6. 해석모델별 손실결과

그림 7은 EE10모델에 대해서 공극을 가변 하였을 경우 손실 특성을 비교, 검토한 결과이다.

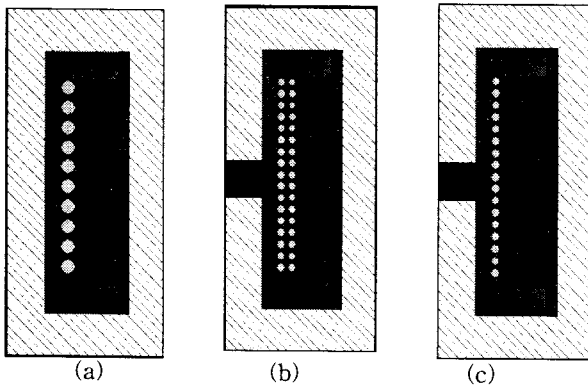


그림 7. 공극가변에 따른 해석모델 단면도

표 2는 그림 7(a),(b),(c)의 모델에 대한 계산결과를 나타낸 것이다. 여기서 그림 7(a)는 손실이 0.39[W]이며 그림 7(c)는 손실이 1.7743[W]로서 증가됨을 알 수 있다.

표 2. 공극가변에 따른 해석결과

Core (Name)	Wire (Name)	Volume (mm <sup>3</sup> )	Turns	Temperature R.	Gap (mm)	Parallel Turns	Power Losses
EE10	AWG25	2282.56	10	17.68	0.5881	1	0.3902
EE10	AWG30	2282.56	17	47.72	1.2536	2	1.0057
EE10	AWG30	2282.56	17	79.34	1.2536	1	1.7743

그림 8 (a)는 공극이 0.5[mm]이며 그림 8(b), (c)는 공극이 1.25[mm] 인 경우의 손실 특성을 나타낸 것이다. 여기서 손실이 가장 작은 경우는 그림 7(a) 모델과 같이 공극이 거의 없을 경우이며 손실이 가장 큰 경우는 그림 7(c)와 같이 공극이 크며 코일이 작게 성층된 경우이다.

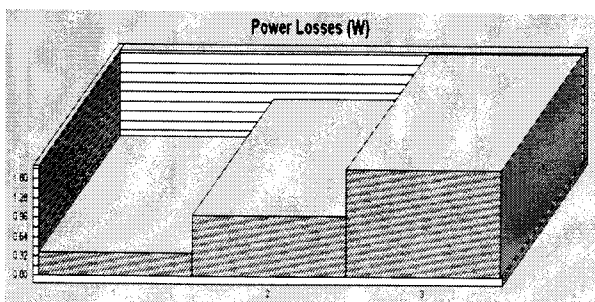


그림 8. 공극가변에 따른 손실특성

#### 4. 결 론

컨버터의 설계기술에 있어서 가장 중요한 것 중의 하나는 고주파 트랜스포머 설계이다. 본 논문에서는 고주파 트랜스포머의 손실을 고려하여 최적의 모델을 설계하였다. 이를 위해 공극을 가변 하였을 경우와 코일 굵기 및 턴수를 가변 하였을 경우에 손실특성을 비교, 검토하였다.

이로부터 공극이 매우 작고 굵은 턴수로 일정하게 성층된 경우 가장 손실이 작음을 알 수 있었으며, 공극이 크고 얇은 턴수로 성층된 경우는 열손실이 증가하므로 손실이 크게 발생함을 알 수 있었다. 이러한 설계기술은 플라이백 컨버터의 고주파 트랜스포머에 적용하면 손실을 크게 줄일 수 있을 것으로 사료된다.

#### [참 고 문 헌]

- [1] R. Prieto, J.A.Cobos, C.Garcia and J.Uceda. "Study of the Sensitivity of the Parameter in Magnetic Components". IEEE Applied Power Electronics Conference. pp355-360. 1997.
- [2] R. Prieto, J.A.Cobos, C.Garcia and J.Uceda. "Model of Integrated Magnetics by means of Double 2D Finite Element Analysis Techniques". IEEE Power Electronic Specialist Conference. pp598-603. 1999.
- [3] R. Prieto, J.A.Cobos, C.Garcia and J.Uceda. "High Frequency Resistance in Flyback Type Transformers". IEEE Applied Power Electronics Conference. pp714-719. 1999.
- [4] R. Prieto, J.A.Cobos, C.Garcia and J.Uceda. "Using Parallel Windings in Planar Magnetic Components". IEEE Applied Power Electronics Conference. pp2055-2060. 2001.