

## Power Loss Analysis according to Winding Array Method of High Frequency Transformer

尹 信 容<sup>†</sup> · 金 一 南<sup>\*</sup>  
(Shin-Yong Yoon · IL-Nam Kim)

**Abstract** - This paper analyzed the power loss characteristics according to winding thickness and winding method of high frequency transformer. Power loss was analyzed by PExprt using FEM tool. The ferrite core model for analysis is used the EE10 type of TDK cop.. Transformer model objected flyback transformer type applied to flyback converter/inverter. Therefore, analysis results of loss were obtained from inner parameters of DC, AC resistance, leakage inductance, copper loss, core loss, and temperature etc.

**Key Words** : Power loss, PExport, High frequency flyback transformer, Winding thickness(AWG), Winding array method. Core loss, Winding loss.

### 1. 서 론

산업의 정보화 및 고도화에 따라 전자기술을 이용한 다양한 정보기기 제품들이 개발되고 있다. 이에 따라 통신기기, 사무자동화기기, 공장자동화기기, 의료기기, 백라이트 특수조명기기(CCFL, EEFL) 등의 전원장치인 컨버터에 대한 기술이 더욱 요구되고 있다. 컨버터는 부하에 적합한 용량의 전원을 공급하기 위해 저손실, 고효율 설계기술이 매우 중요하다. 이러한 컨버터 및 인버터의 설계를 위해서는 다양한 토폴로지 기법, 제어보상회로, 고주파 트랜스포머의 설계기술이 요구된다. 토폴로지와 제어회로, 공진회로, 인덕터 설계기술은 그 동안 많은 연구로 일반화 되어 있지만 자계해석의 비선형성을 고려한 고주파 트랜스포머의 설계기술은 아직 미비한 상태이다 [1-5].

따라서 본 연구에서는 손실을 고려한 고주파 트랜스포머의 설계기술을 연구대상으로 한다. 해석대상 트랜스포머 코어는 EE 타입을 선정하였으며 권선의 굵기와 권선 배열기법에 따른 각종 파라미터(DC/AC 저항, 누설인덕턴스, 온도상승, 자화인덕턴스 등)의 도출로부터 손실을 얻었다. 또한 공극의 가변과 권선기법에 따른 손실특성을 비교, 검토하였다. 이에 따라 손실을 저감할 수 있는 플라임백 컨버터에 적합한 고주파 트랜스포머의 설계기술을 확보하고자 하였다. 이를 위해 유한요소법(FEM) 툴인 PExprt 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.

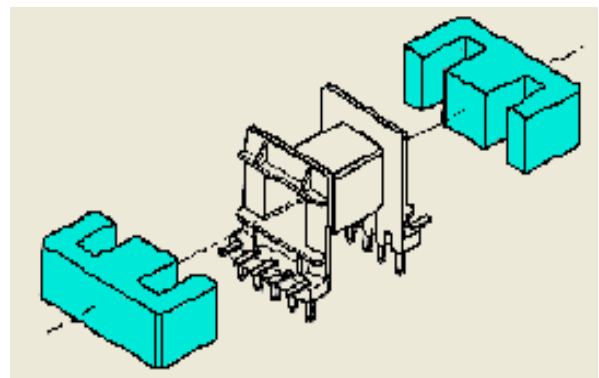


그림 1 고주파 트랜스포머의 구조(EE)

Fig. 1 Configuration of high frequency transformer(EE)

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

<sup>†</sup> 교신저자, 正會員 : 東서울大學 電氣情報制御科 兼任教授 · 博士  
E-mail : yshy@dongguk.edu

<sup>\*</sup> 正會員 : 東서울大學 電氣情報制御科 教授 · 博士  
接受日字 : 2004年 10月 26日  
最終完了 : 2005年 2月 15日

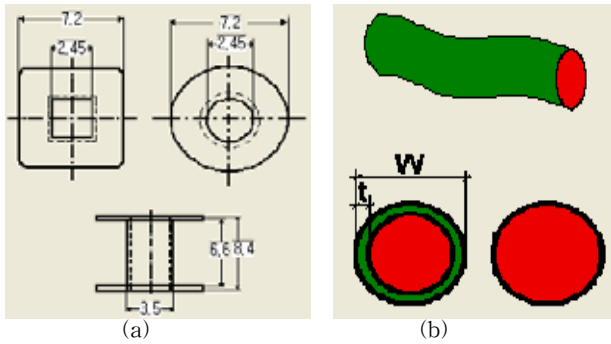


그림 2 보빈과 코일구조  
Fig. 2 Bobin and coil structure

권선은 AWG10 ( W : 2.73[mm], t : 0.07[mm] )을 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 : 0.025[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, 저항률 6.5[Ωm], 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 40%이며 모드는 연속모드를 적용하였다. 여기서  $V_p=7.5[V]$ ,  $V_n=-5[V]$ ,  $I_{1rms}=1.3[A]$ ,  $I_{2rms}=2[A]$ ,  $n=1$ ,  $L_{1,2}= 5[\mu H]$ .

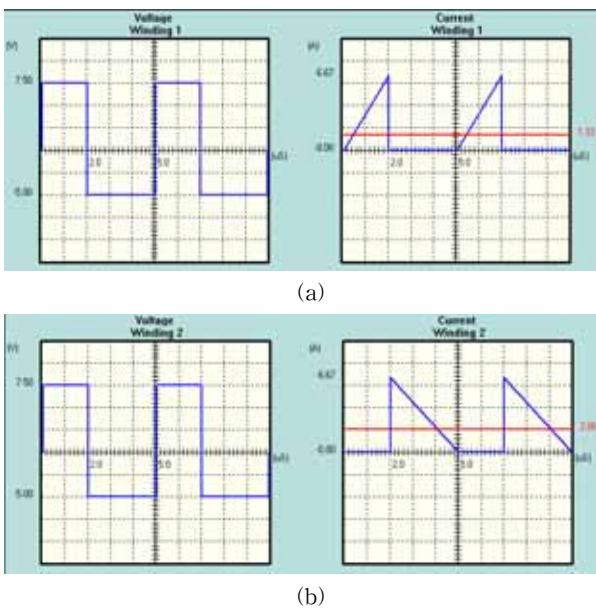


그림 3 고주파 트랜스포머의 1, 2차 전압 전류파형  
Fig. 3 The 1, 2 order voltage/current waveform of high transformer

### 2.3 손실특성

손실은 코어 손과 동손으로 분류할 수 있다. 코어 손은 자속의 변화에 따라 고정 손으로 발생되며 동손은 부하에 따라 변화된다. 본 코어 재질은 페라이트이므로 와류손은 거의 발생하지 않는다. 철심은 주파수가 증가할수록 철손이 크므로 사용되지 않으며 강자성체의 재질인 페라이트가 사용되므로 본 연구에서는 이를 적용하였다.

동손에는 DC 저항손과 AC 저항손으로 분류할 수 있다. DC 저항손은 주파수에 관계없이 일정하며 AC 저항손은 주파수 증가에 따라 저항손이 증가된다.

$$R_{DC} = \rho \frac{l}{A} \tag{1}$$

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

$$L_m = \frac{N_1^2}{R_g} \tag{3}$$

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

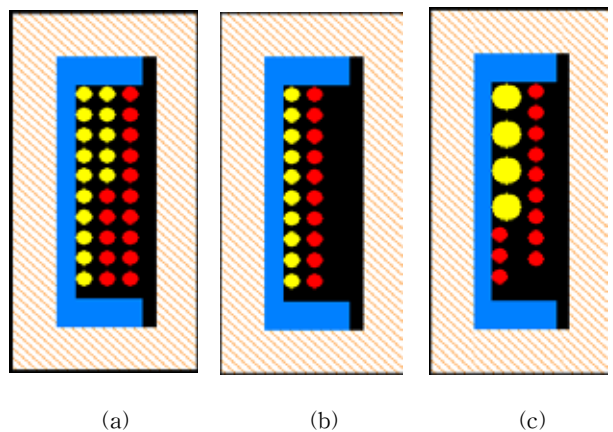
$$P_{copper} = I_{2rms}^2 R_{DC} + I_{2rms}^2 R_{AC} \tag{5}$$

$$P_{loss} = P_{core} + P_{copper} \tag{6}$$

여기서  $R_{DC}$ :직류저항,  $R_{AC}$ :교류저항,  $V$ :체적[m<sup>3</sup>], 자속 밀도  $B$ : 0.419 [T],  $k$ : 0.32,  $L_m$ :자화인덕턴스,  $P_{loss}$ :총 손실[W]

### 3. 시뮬레이션 결과

그림 4(a)-(j)는 해석모델(EE10)을 중심축에 대한 1/2단면도이다. 그림 4(a)에서는 1차권선위에 2차권선이 동일한 굵기(AWG25)로 코어 내부 보빈에 성층한 구조를 나타낸 것이다.



여기서 1차코일은 (턴수5)×(병렬3) = 15턴 수로 되어 있으며 2차코일도 동일하다. 그림 4(b)는 1차, 2차권선 AWG 25이며 (1차 턴수5)×(병렬2), (2차 턴수5)×(병렬2) 이다. 그림 4(c)는 1차권선 AWG20, 2차권선 AWG25이며 (1차 턴수4)×(병렬1), (2차 턴수4)×(병렬3) 이다.

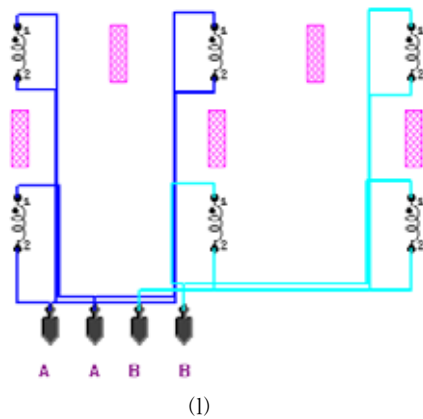
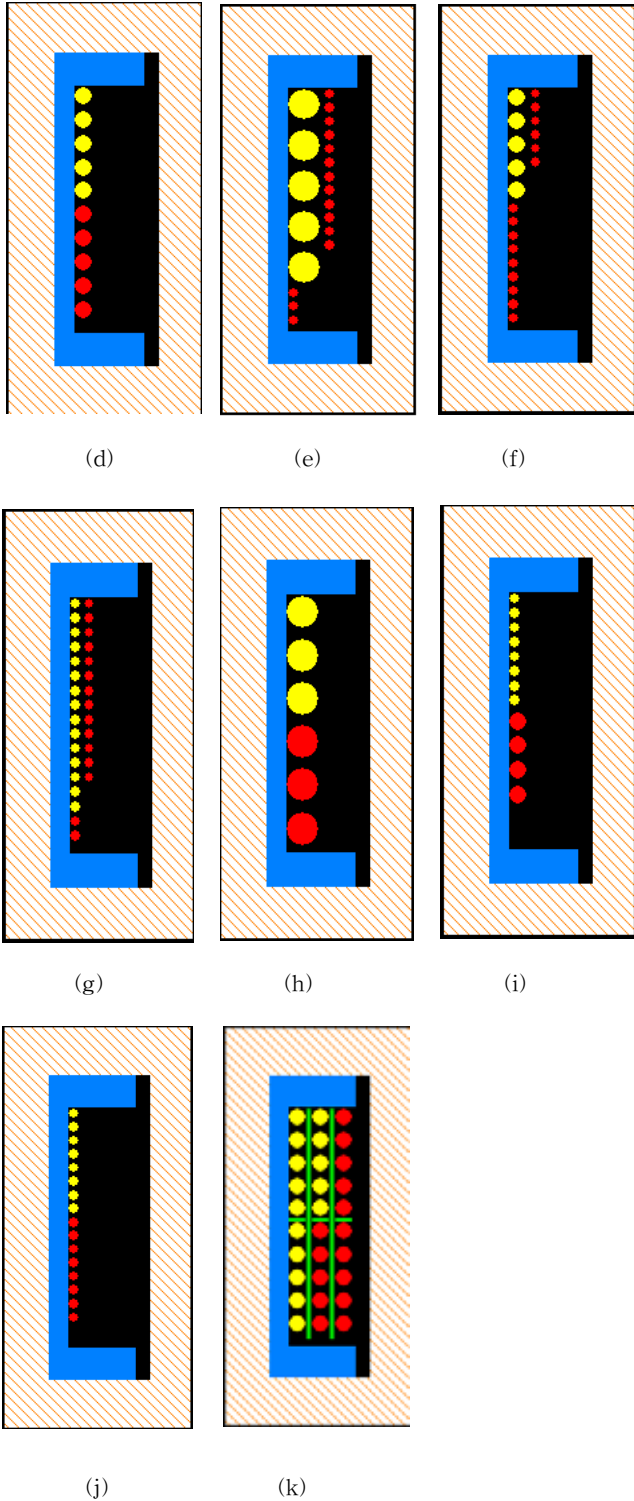


그림 4 해석모델의 권선 굵기와 턴수 비별 단면도  
 Fig. 4 Winding thickness of analysis model and of a plan each turn ratio

그림 4(d)는 1차권선 AWG25, 2차권선 AWG25이며 (1차 턴수5)×(병렬1), (2차 턴수5)×(병렬3) 이다. 그림 4(e)는 1차 권선 AWG30, 2차권선 AWG20이며 (1차 턴수5)×(병렬3), (2차 턴수5)×(병렬1) 이다. 그림 4(f)는 1차권선 AWG25, 2차권선 AWG30이며 (1차 턴수5)×(병렬1), (2차 턴수5)×(병렬3) 이다. 그림 4(g)는 1차권선 AWG30, 2차권선 AWG30이며 (1차 턴수5)×(병렬3), (2차 턴수5)×(병렬3) 이다. 그림 4(h)는 1차권선 AWG20, 2차권선 AWG20이며 (1차 턴수3)×(병렬1), (2차 턴수3)×(병렬1) 이다. 그림 4(i)는 1차권선 AWG30, 2차 권선 AWG25이며 (1차 턴수4)×(병렬2), (2차 턴수4)×(병렬 1) 이다. 그림 4(j)는 1차권선 AWG30, 2차권선 AWG30이며 (1차 턴수4)×(병렬2), (2차 턴수4)×(병렬2) 이다.

그림 4(k)는 그림 4(a)에서 코일 사이에 절연된 것을 나타낸 것이며, 그림 4 (l)는 그림 4(a)의 내부결선도이다. 표 1 은 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 알 수 있으며 이는 곧 손실의 크기를 의미한다.

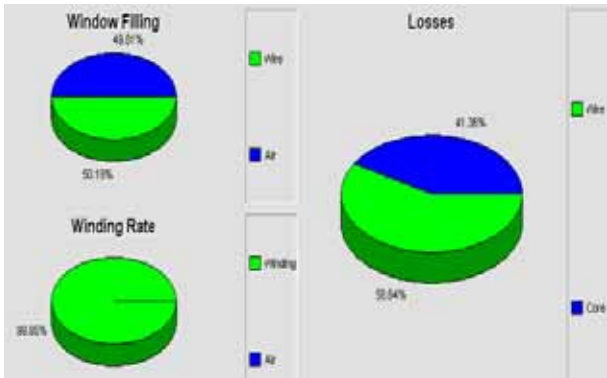
표 1 모델에 대한 계산결과

Table 1 Calculation result for analysis model

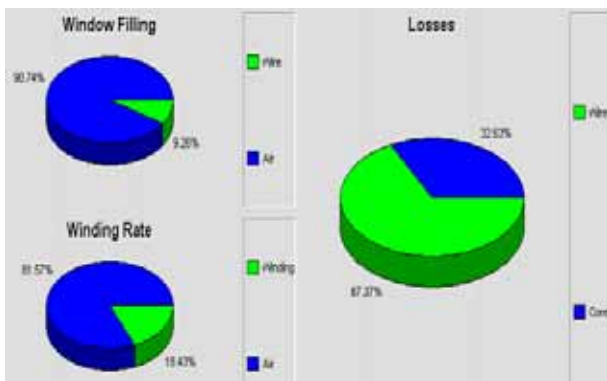
Core [Name]	Wire [Name]	Volume [m...]	Turns	Temperatur...	Gap [mm]	Parallel Tur...	Power Los...
EE10	AWG25	2262.56	5	6.27	-0.2324	3	0.1217
EE10	AWG25	2262.56	5	7.17	-0.2324	2	0.1459
EE10	AWG20	2262.56	4	7.93	-0.1303	1	0.1492
EE10	AWG20	2262.56	4	10.77	-0.1303	1	0.2096
EE10	AWG25	2262.56	5	10.00	-0.2324	1	0.2139
EE10	AWG25	2262.56	5	10.82	-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	11.87	-0.1303	2	0.2446
EE10	AWG30	2262.56	4	13.43	-0.1303	2	0.2805

그림 5(a), (b)는 손실 중 코어 손과 동손의 차이를 비교한 것이다. 여기서 그림 5(a)는 그림 4(a)의 코어 손 41.36[%], 동손 58.64[%]이며 그림 5(b)는 그림 4(j)의 코어 손 32.63[%],

동손 67.37[%]를 나타낸 것이다. 동손이 더욱 증가함을 알 수 있다. 이에 따라 열손실은 더욱 증가된다.



(a)



(b)

그림 5 철손중 코아손과 동손 비율

Fig. 5 Ratio of winding loss and core loss within iron loss

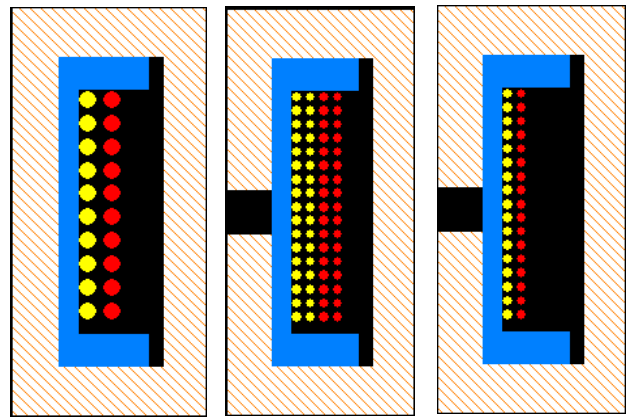
그림 6은 그림 4(a)-(j)의 해석결과와 표 1로부터 얻은 손실을 나타낸 것이다. 해석결과 손실이 가장 작은 것은 그림 4(a)구조이며 손실이 가장 큰 것은 그림 4(j)구조이다. 여기서 그림 4(a)는 전선이 허용전류에 비해 적합한 전선 굵기로 되어 있지만 그림 4(j)는 전선이 얇으므로 주울 열에 의해 손실이 크게 발생하는 것으로 사료된다.



그림 6 해석모델별 손실결과

Fig. 6 Loss result according to analysis model

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



(a)

(b)

(c)

그림 7 공극가변에 따른 해석모델 단면도

Fig. 7 Analysis model plane according to variable air-gap

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

Table 2 Analysis result to variable air-gap

Core [Name]	Wire [Name]	Volume [mm <sup>3</sup> ]	Turns	Temperature R...	Gap [mm]	Parallel Turns ...	Power Losses...
EE10	AWG25	2262.56	10	17.69	-0.5981	1	0.3902
EE10	AWG30	2262.56	17	47.72	1.2536	2	1.0037
EE10	AWG30	2262.56	17	79.34	1.2536	1	1.7743

그림 8 그래프내의 1은 공극이 0.5[mm]이며 그림 8 2, 3은 공극이 1.2536[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.

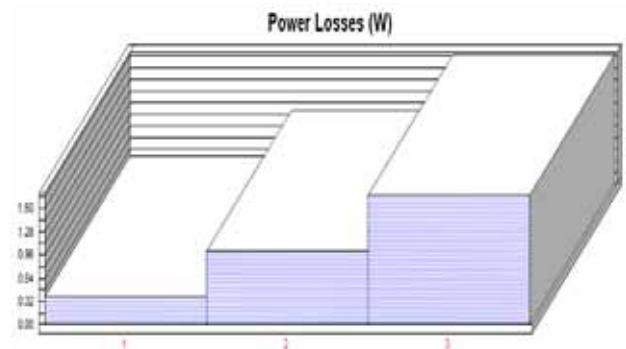


그림 8 공극가변에 따른 손실특성

Fig. 8 Loss characteristics to variable air-gap

그림 9(a)는 FEM에 의해 본 모델을 자체해석하기 위한 매쉬를 나타낸 것이며 그림 9(b)는 매쉬를 대수방정식에 의해 유한요소로 해석하여 얻은 자속분포도를 나타낸 것이다. 그림



9(c)는 이러한 해석에 의해 얻은 그림 4(a)의 손실결과를 얻을 수 있었다.

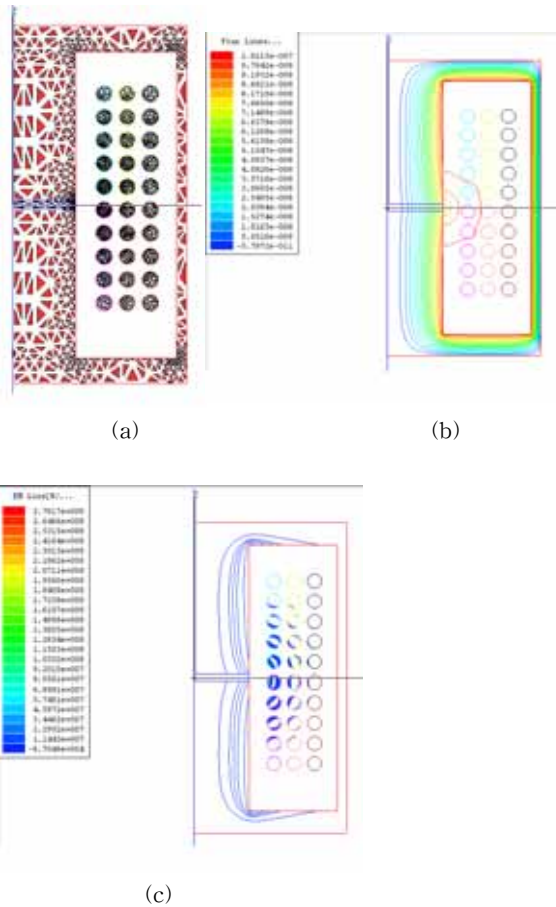


그림 9 코아 EE10의 요소분할, 자속분포 및 손실  
 Fig. 9 Mesh, flux distribution and power loss of core EE10 model

#### 4. 결 론

전원회로의 컨버터 및 백라이트용 조명회로 인버터의 설계 기술에 있어서 가장 중요한 것 중의 하나는 고주파 트랜스포머 설계이다. 아직까지 자계해석에 의한 트랜스포머의 설계기술은 미진한 상태이므로 본 논문에서는 고주파 트랜스포머의 손실을 고려하여 최적의 모델을 설계, 해석하였다. 이를 위해 공극을 가변 하였을 경우와 코일 굵기 및 턴수를 가변 하였을 경우의 손실특성을 비교, 검토하였다.

이로부터 공극이 0.23[mm]로 매우작고 적합한 직경의 AWG25로 15턴 코일 턴수로 일정하게 성층된 경우 가장 손실이 작음은 0.12[W]을 구할 수 있었으며, 공극이 1.25[mm]로 크고 AWG 30의 얇은 턴수로 17 성층된 경우는 열손실이 증가하므로 손실이 1.77[W]로 크게 발생함을 알 수 있었다. 이러한 설계기술은 플라이백 컨버터 및 인버터에서 고주파 트랜스포머에 의한 손실을 줄일 수 있어 효율 개선에 크게 개선할 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.
- [5] 김일남, 윤신용, "고주파 트랜스포머의 권선기법 따른 손실특성" 대한전기학회 전문대학교육위원회 하계학술대회 논문집, 2004.7.1-4

#### 저 자 소 개



윤 신 용 (尹 信 容)

1964년 9월 1일생. 1992년 서울산대 전기공학과 졸업. 1994년 동국대 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1999년 9월 ~ 2003년 8월. 동국대 산업기술연구원 전임연구원. 2003년. 9월~현재 디지아이(주) 기술연구소 책임연구원. 1997년~현재 동서울대학 전기정보제어과 겸임교수.



김 일 남 (金 一 南)

1942년 12월 10일생. 1967년 한양대 전기공학과 졸업. 1980년 동국대 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1979~현재 동서울대학 전기정보제어과 교수. 1999년 ~ 현재 대한전기학회 전문대학 분과위원 회장