

## 고주파 변압기 차폐에 따른 EMI 방사 노이즈 저감에 관한 연구

이완윤\*, 정교범\*\*

\*(주)오토닉스 제어계측연구소, \*\*홍익대학교 전자·전기·컴퓨터공학부

### Reduction of Radiated Noise of EMI using Shielding Methods of High Frequency Transformer

Wan-Yun Lee\*, Gyo-Bum Chung\*\*

\*Autonics Corp., \*\*Hongik university

#### ABSTRACT

Radiated noise from high frequency transformers (HFTs) of switching mode power supply is mainly caused by the leakage inductance and the parasitic capacitance of HFTs. Generally, the radiated noise can be reduced by adding snubbers to switching power circuits or shielding HFTs. Radiated noise, however, is mainly affected by the shielding method.

In this paper, the various shielding methods to reduce the radiated noise of EMI are analyzed, compared in the experimental studies. And it is proved that the radiated noise can be reduced according to the shielding methods of HFTs and the electrical connection between shields and power circuit.

#### 1. 서 론

수백[kHz]~수십[MHz]에 이르는 전력용 고속 스위칭 소자 기술의 발달에 따라, 전력변환 장치의 대용량화, 전력의 고밀도화가 활발하게 이루어지고 있다. 그러나 전력용 반도체 소자의 고속 스위칭은 제품 개발의 초기단계에서 전자파(EMI/EMS)에 대한 대책을 반드시 고려하도록 하고 있다. 일반적으로 Off-line 형태의 전력변환장치에서 EMI 방사방출(RE:Radiated Emission) 성분은 스위칭 소자, 정류소자, 고주파 변압기(High Frequency Transformer : HFT)에서 주로 발생하는 것으로 알려져 있다. 방사 노이즈 저감 대책으로는 스너버(Snubber) 회로 추가, 스위칭 주파수 변경, 소프트 스위칭(Soft Switching) 적용 등이 있다. HFT에서 발생하는 방사 노이즈는 대부분 HFT내의 기생 캐패시턴스(Parasitic Capacitance)의 공진에 기인하며, 저감 방법으로는 외형과 권선 방법 변경 등이 있다.<sup>[1][2][3]</sup> 그러나 방사 노이즈

중 수십[MHz] 이상의 주파수 대역에서 발생하는 성분은 HFT의 외형과 권선 방법을 변경하여도 그 효과가 미비하며, 오히려 HFT의 제작과정을 복잡하게 만들어, 불량률 증가 및 단가 상승의 원인이 된다. 따라서 HFT 응용 분야의 특성에 맞는 HFT 외형 및 권선 방법 선택 후에 고주파 대역에서의 방사 노이즈를 줄이기 위해 HFT에 차폐를 적용할 필요가 있다.

본 논문에서는 Flyback 형태의 전력변환 장치에 적용되는 HFT의 차폐방법에 따른 방사 노이즈 발생을 비교 분석하여, HFT에서 생성되는 방사 노이즈를 최소화할 수 있는 차폐방법을 제시한다.

#### 2. HFT의 차폐

HFT의 차폐는 HFT의 누설 자속(Leakage Flux)에 의한 자기 유도를 막기 위한 자기차폐(Electromagnetic Shielding)와 HFT 내부의 기생 캐패시턴스의 용량성 결합을 막기 위한 정전차폐(Electrostatic Shielding)의 목적으로 사용된다.

##### 2.1 HFT의 자기 차폐

HFT를 차폐한 경우,  $x-y$  좌표계를 이용하여 HFT의 구분된 영역을 그림 1에 나타내었다. Region I은 전류가 흐르는 권선이 존재하는 부분이며, Region II는 차폐재 부분이다. Region III는 차폐재의 외부로 전자기장의 세기가 감소하는 부분이다. HFT의 차폐에는 대부분 두께 0.1[mm]이하의 동판(Copper plate)을 이용하여 HFT를 둘러싸는 형태를 취하고, 동판 자체의 차폐 효과를 이용한다.

차폐를 하지 않은 HFT내의 권선 전류에 의한 자계는 암페어의 주회법칙(Circular Law)을 적용할 수 있다.

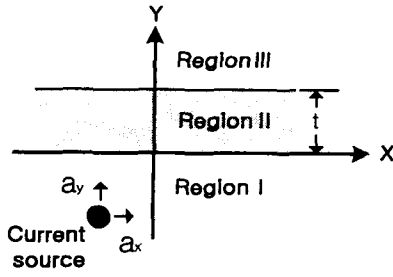


그림 1. 전류원에 대한 차폐  
Fig. 1 Shielding for the current source

그림 1에서 차폐재 부분인 Region II가 없다고 가정한다면, 전류원에 의해 생성되는 자유 공간의 자속밀도  $B_{free}[\text{wb}/\text{m}^2]$ 는 식 (1)과 같다.

$$B_{free} = \mu_0 H = \frac{\mu_0 I}{2\pi \sqrt{R_x^2 + R_y^2}} \quad [\text{wb}/\text{m}^2] \quad (1)$$

여기서,  $\mu_0$ 는 공기의 투자율이고,  $I[\text{A}]$ 는 전류원에 흐르는 전류,  $R_x, R_y$ 는 각각 전류원과 자유 공간 내 임의의 점 사이의 거리이다.

차폐층수가 1인 경우, 도체의  $x$  방향,  $y$  방향으로 발생하는 자속밀도는 각각 식 (2), (3)과 같다.<sup>[4][5]</sup>

$$B_{s-x} = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \frac{2\sqrt{2}\mu_r\delta}{|e^{(1+j)t/\delta} - e^{-(1+j)t/\delta}|} \frac{2R_x R_y}{(R_x^2 + R_y^2)^2} \quad [\text{wb}/\text{m}^2] \quad (2)$$

$$B_{s-y} = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \frac{2\sqrt{2}\mu_r\delta}{|e^{(1+j)t/\delta} - e^{-(1+j)t/\delta}|} \frac{R_y^2 - R_x^2}{(R_x^2 + R_y^2)^2} \quad [\text{wb}/\text{m}^2] \quad (3)$$

여기서,  $\mu_r$ 는 차폐재의 비투자율,  $\delta[\text{mm}]$ 는 차폐재의 표피 두께(Skin depth)이고,  $t[\text{m}]$ 는 차폐재의 두께이다.

식 (2), (3)으로부터,  $x$  방향과  $y$  방향으로 발생하는 자속밀도의 합성 자속밀도  $B_s$ 는 식 (4)와 같다.

$$B_s = \sqrt{B_{s-x}^2 + B_{s-y}^2} \\ = \frac{\mu_0 I}{2\pi (\sqrt{R_x^2 + R_y^2})^2} \frac{2\sqrt{2}\mu_r\delta}{|e^{(1+j)t/\delta} - e^{-(1+j)t/\delta}|} \quad [\text{wb}/\text{m}^2] \quad (4)$$

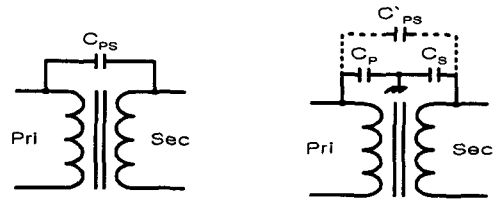
차폐 효과(Shielding Effectiveness)  $S$ 는 차폐가 없는 경우에 대한 차폐가 있는 경우의 비율이다. 식 (1)과 식 (4)를 이용하면, 차폐효과  $S$ 는 식 (5)와 같다.

$$S = 10 \log \left( \frac{B_s}{B_{free}} \right) \\ = 10 \log \left( \frac{2\sqrt{2}\mu_r\delta}{\sqrt{R_x^2 + R_y^2} |e^{(1+j)t/\delta} - e^{-(1+j)t/\delta}|} \right) \quad [\text{dB}] \quad (5)$$

차폐재의 두께  $t$ 는 차폐 효과에 반비례하며, 차폐재의 표피 두께  $\delta$ 는 주파수  $f$ 와 반비례한다. 따라서 동일한 두께를 가지는 차폐재의 경우 차폐효과는 저주파수 대역에서는 그 효과가 미비하지만, 고주파 대역에서는 차폐 효과가 커진다.

## 2.2 HFT의 정전 차폐

그림 2의 (a)는 HFT의 1, 2차 사이의 기생 캐패시턴스 성분을 나타낸다.<sup>[6][7]</sup>



(a) 차폐가 없는 경우 (b) 차폐가 있는 경우  
(a) Without shielding (b) With shielding

그림 2. HFT의 정전 차폐

Fig. 2 Electrostatic shielding for HFT

HFT에 정전 차폐를 할 경우 그림 2의 (b)와 같이 노이즈의 바이패스(Bypass) 경로가 되며, 차폐 전과 차폐 후의 HFT 1, 2차측 기생 캐패시턴스는 식 (6)과 같다.

$$C_{ps} \gg C_{ps} \quad (6)$$

## 3. HFT 권선 구조 및 차폐 방법

HFT 내의 권선 위치나 차폐재의 위치에 따라 열 발생량의 편차가 심하며, 방사 노이즈의 발생량도 많은 차이를 나타내게 된다. 따라서 본 논문에서 적용하는 강압형(Step down) Flyback 형태의 HFT는 발생 열의 분산과 기생 성분의 저감을 위하여 샌드위치(Sandwich) 권선 방법으로 제작한다. 그리고 차폐는 방사 노이즈원이 될 수 있는 권선에 가깝게 위치하는 것으로 본 논문에서는 고주파 변압기 전체를 하나의 노이즈원으로 고려하는 경우와 1차측 권선 또는 2차측 권선을 노이즈원으로 보는 경우로 각각 나누어 해석한다.

### 3.1 HFT 전체가 방사 노이즈원이 될 경우

그림 3은 HFT 전체를 방사 노이즈원으로 가정하고, 차폐 처리한 경우의 HFT 권선 단면이다.

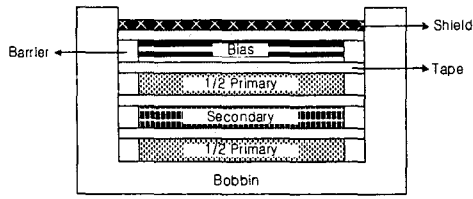


그림 3. HFT에 대한 권선 단면  
Fig. 3 A Section of winding for HFT

### 3.2 HFT의 1차 권선이 방사 노이즈원이 될 경우

그림 4는 HFT의 1차측 권선을 방사 노이즈원으로 가정하고, 차폐 처리한 경우의 HFT 권선 단면이다.

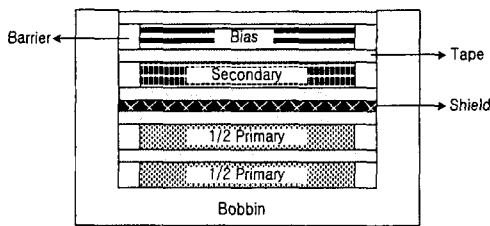


그림 4. HFT 1차측 권선을 차폐 처리한 경우의 권선 단면  
Fig. 4 A Section of winding for primary side shielding

### 3.3 HFT의 2차 권선이 방사 노이즈원이 될 경우

그림 5는 HFT 2차측 권선을 방사 노이즈원으로 가정하고, 차폐 처리한 경우의 HFT 권선 단면이다.

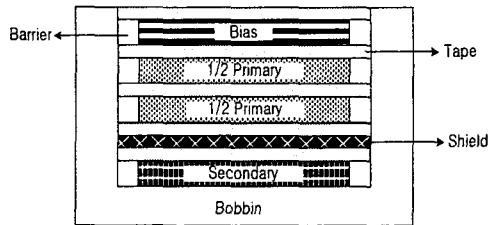


그림 5. HFT 2차측 권선을 차폐 처리한 경우의 권선 단면  
Fig. 5 A Section of winding for secondary side shielding

HFT 2차 권선을 보빈의 가장 내측에 위치시키고, 다음으로 1차측 권선을 2층 구조로 위치시킨다.

## 4. 실험

그림 6은 그림 3, 4, 5의 HFT의 차폐를 1차측 전원의 (-)에 접속한 경우의 회로이다. 여기서 1차측 (-)전원은 프레임(Frame)과 용량성으로 결합되어 있다.

표 1은 그림 6의 회로에 적용한 Flyback 형태의 전력 변환 장치의 주요 파라미터이다. 표 2는 표 1의 회로에 사용될 HFT의 파라미터를 나타낸다. HFT의 보빈(Bobbin)은 수평 형태(Horizontal type)를 사용하였다.

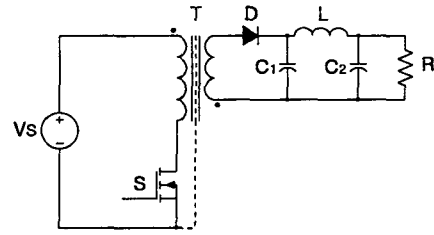


그림 6. HFT를 적용한 컨버터 회로

Fig. 6 Converter circuit with a HFT of the Fig. 3, 4 and 5

표 1. 전력변환장치의 회로 파라미터

Table 1. Parameters of power converter circuit

파라미터	값	단위
입력전압 $v_{in}$	100~240	[VAC]
출력전압 $V_o$	15	[VDC]
출력전력 $P_o$	50	[W]
스위칭 주파수 $f_s$	132	[kHz]

표 2. HFT 파라미터

Table 2. Parameters of HFT

파라미터	값	단위	비고	
일반 사양	코아	EER-2834		
	자화인덕턴스 $L_m$	270	[ $\mu H$ ]	
	누설인덕턴스 $L_k$	10	[ $\mu H$ ]	Max.
	기생캐패시턴스 $C_{ps}$	72	[pF]	
권선 사양	권수비 $a$	6.4	$N_p/N_s$	
	1차 권선 굵기 $\phi_{N_p}$	USTC 0.1×20		
차폐재	2차 권선 굵기 $\phi_{N_s}$	UEW 0.6×4		
	두께 $T_s$	0.05	[mm]	동판
	폭 $W_s$	15	[mm]	
턴수 $N_s$	1.1			

표 1 및 표 2의 파라미터를 갖는 HFT로 구성된 컨버터 회로의 정격부하 운전조건에서, 방사 노이즈를 측정하였다. 여기서 HFT는 방사 노이즈 발생량을 비교하기 위해서, 차폐를 적용하지 않은 경우와 그림 3, 4, 5에 제시된 형태를 적용한 경우를 각각 시험하였다. 방사 노이즈의 측정을 위하여 GTEM-CELL을 사용하였으며, 노이즈 측정 주파수 대역은 IEC의 EMI 관련 규격인 EN 61000-6-4에서 제시하는 대역으로 측정하였다. 그리고 방사 노이즈 측정값은 Quasi peak으로 나타낸다.

그림 7은 입력 전압  $v_{in}$ 이 100[VAC], 정격 부하일 때 방사 노이즈 측정값을 나타낸다.

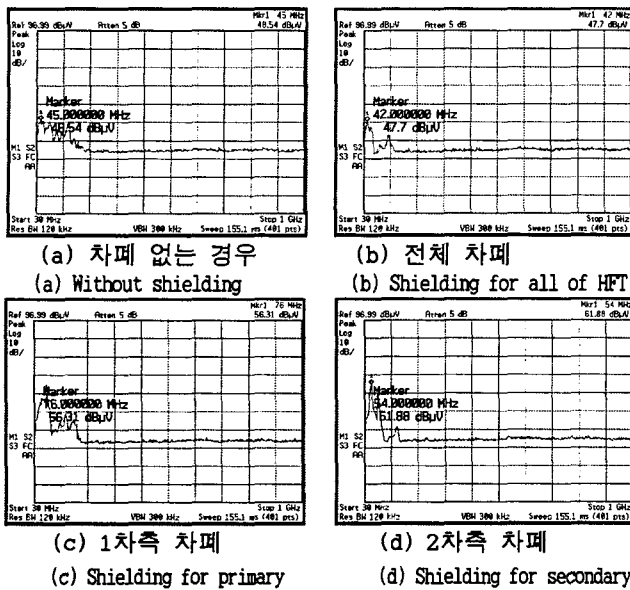


그림 7. 입력 전압 100[VAC]인 경우 방사 노이즈  
Fig. 7 Radiated Emission at 100[VAC]

그림 8은 입력 전압  $v_{in}$ 이 240[VAC], 정격 부하일 때 방사 노이즈 측정값을 나타낸다.

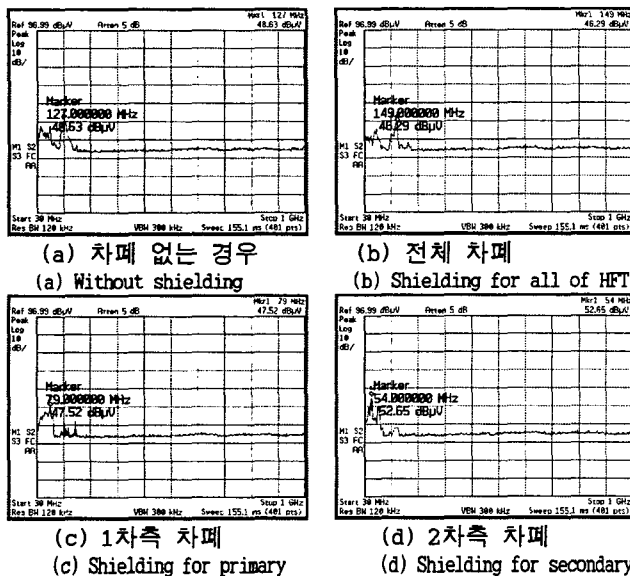


그림 8. 입력 전압 240[VAC]인 경우 방사 노이즈  
Fig. 8 Radiated Emission at 240[VAC]

그림 9는 그림 7, 8의 측정값을 그래프로 나타낸 것으로 입력 전압  $v_{in}$ 이 100[VAC] 일 때 HFT의 2차 권선에 차폐 처리를 하는 것이 방사 노이즈를 저감하는데 효과적이지 못함을 알 수 있다. 그리고 입력 전압  $v_{in}$ 이 240[VAC] 일 경우에는 HFT 1차측 전류가 작아짐에 따라 방사 노이즈 발생이 현저하게 감소함을 알 수 있다.

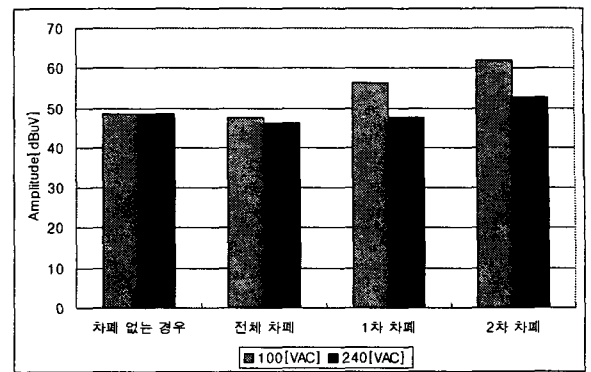


그림 9. 방사 노이즈 비교  
Fig. 9 Comparison of RE at 100 and 240[VAC]

## 5. 결론

본 논문에서는 플라이백 컨버터에서 HFT의 차폐 형태에 따른 방사 노이즈 발생을 측정, 비교하였다. 차폐 효과는 HFT 전체를 방사 노이즈 발생원으로 가정하고 차폐하는 것이 가장 효과적이다. 또한 입력 전압  $v_{in}$ 이 240[VAC] 인 경우는 HFT 1차측 전류가 상대적으로 작게 흐르므로, HFT 2차측 권선의 열 방출을 위해 1차 권선만 차폐 처리를 하여도 방사 노이즈 저감에 상당한 효과가 있음을 보였다.

향후에는 100[W] 이상의 HFT에 있어서 열 방출을 고려한 차폐에 대한 연구가 진행되어야 할 것이다.

## 참고 문헌

- [1] Lloyd H. Dixon, Jr., "The Effects of Leakage Inductance on Switching Power Supply Performance", Texas Instruments Seminar, 2001
- [2] Kith Billings, "Switchmode Power Supply Handbook", McGRAW-HILL, pp3.64~3.107, 1999
- [3] "TOPSwitch Flyback Transformer Construction Guide" Power Integrations, Application note AN-18, 1996.07
- [4] Yaping Du, et al., "Principles of Power-Frequency Magnetic Field Shielding with Flat Sheets in a Source of Long Conductors", IEEE Trans. on Electromag. Compat., Vol. 38, No. 3, 1996.8
- [5] Leonardo Sandrolini, et al., "Transform Method for Calculating Low-Frequency Shielding Effectiveness of Planar Linear Multilayered Shields", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 36, No. 6, 2000.11
- [6] Michel Mardiguian, "EMI Troubleshooting techniques", McGrawHill, pp175~179, 1999
- [7] Junwei Lu, et. al., "Effectiveness of Shielded High Frequency Coaxial Transformer for Switching Power Supplies", Proc. Int. sym. on Electromag. Compat., pp735~738, 2002.05