

## 고주파방식 충전기 개발을 위한 페라이트 변압기 설계에 관한 연구

### The Study of the Ferrite Transformer Design for the Development of the High-frequency Battery Charger

안용호\*, 박종광\*\*, 김상준\*, 윤장완\*, 윤기웅\*\*, 한 병성\*\*\*

(Yong-Ho An, Jong-Kwang Park, Sang-Joon Kim, Chang-Wan Yun, Gi-Woong Yoon, Byoung-Sung Han)

#### Abstract

The chargers for DC power supply of the controllers, which have been installed in the relay rooms in 345/154kV substations of KEPCO, lag in both aspects of technique and performance. Moreover, as they are SCR-based, they don't meet the performance requirements of today's digital and automated controllers. Now two controllers are running in pair and one of those is for reservation. There are lots of troubles because the patrol engineering team has to replace them manually whenever they are out of order. So it is expected to bring convenience if the charger replacement is automated. Also, the existing chargers take much space, weight and cost - which have increased the need of development to make them smaller, less expensive, and have high quality. We will develop a charger system which has one fifth of the weight of the existing system by double-integrating the volume. The new system will be ready for a future full unmanned system with integrated ports for remote control, state-of-the-art digital features, and more than 90% efficiency/power factor against 80% efficiency/power factor of the existing system.

**Key Words :** DC power supply, SCR, IGBT, High-frequency Battery Charger, Ferrite Core, Battery Charger

#### 1. 서 론

기존의 SCR(Thyristor Controlled Rectifier)을 이용한 충전기는 아날로그 회로를 바탕으로 충전기 시스템이 구성되었기 때문에 큰 부피와 중량, 진동소음, 낮은 효율과 역률, 제조원가의 고 비용, 복잡한 회로구성으로 산업 현장에서 유지 보수에 많은 문제점이 있어왔다. 그러나 최근 신 전력용 반도체인 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistors)를 이용한 충전 시스템은 SCR방식의 단점을 보완한 적은 부피와 중량, 고 효율 및 고 역률 특성 실현, 마이크로프로세서를 이용한 풀 디지털(Full Digital)화한 회로적

용, 낮은 제조원가 비중과 유지보수 및 원거리 디지털 통신에 의한 중앙 집중관리가 가능하여 발전소나 변전소의 제어용 충전기를 운용함에 있어 대체로 많은 예산절감 및 양질의 직류전원을 공급하게 되었다. 이러한 충전기를 구성함에 있어 회로 구성(Topology)도 중요하지만 전체 충전장치의 수명과 성능을 좌우하는 페라이트 코어로 만들어진 고주파 변압기의 설계가 충전기 시스템에서 중요한 구성 요소이다. 이를 위해 페라이트 영구자석 자기회로 해석과 주어진 정격하에서 변압기 설계사양을 결정하기 위하여 고주파 환경에서 스킨 효과(Skin Effect)를 고려한 변압기 권선선정과 변압기 코어내에서 자속의 포화현상과등을 고려하여 최적의 변압기 치수를 결정하기 위한 방법을 제시하고 이를 실제 DC-DC 컨버터 시스템에서 적용하여 제안된 변압기 설계방법의 타당성을 확인 및 검증하고, 이를 충전기에 적용하여 그 특성을 고찰하였다.

\* 한국전력공사 전력연구원

\*\* 전북대 전기공학과

\*\*\* 전북대 전자정보공학부 교수

(E-mail : hbs@moak.chonbuk.ac.kr)

## 2. 고주파 변압기 설계

### 2.1 자속밀도 변동범위 결정

설계과정에 있어서 첫 번째 단계는 정상상태 동작 중에 나타날 수 있는 자속밀도 변동  $\Delta B$ 를 정의하는데 있다. 고주파 변압기는 적은 Turn수로 보다 큰 Power rating과 적은 누설 인덕턴스로서 가능한 큰  $\Delta B$ 로 동작하도록 설계되어야 하지만 실제에 있어서  $\Delta B$ 는 Core 포화 자속 밀도  $B_{sat}$  또는 Core 손실에 의해 제한된다. 즉, Forward 컨버터와 같은 Single-Ended 회로에 있어서, 자속밀도 변동 범위는 그림 1에서처럼  $B_r$ 에서  $B_{sat}$ 로 향하는 First Quadrant내에 있다. 이는 이론적 최대  $\Delta B$ 가  $B_{sat} - B_r$ 로 제한된다. 하지만 Full-Bridge 컨버터에 있어서 고주파 변압기는 Flux Swing이 B-H특성에 대해 Zero 주위를 대칭 하도록 최대  $\Delta B$ 를 허용해 준다. Voltage-Fed 회로에 있어서  $\Delta B$ 는 Faraday's 법칙에 따라 1차 측에 인가된 Volt-Second에 의해 결정된다.

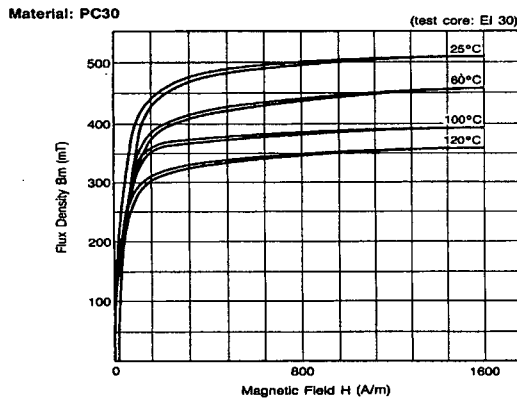


그림 1. 웨라이트 코아의 B-H 특성곡선  
Fig. 1 B-H Properties of ferrite core

정상상태 조건아래에서는 일차측 Volt-Second는 일정하고,  $V_{in}(Min) \cdot T_{on}(Max)$  또는  $V_{in}(Max) \cdot T_{on}(Min)$ 과 같고, Flux Swing은 항상 일정하다. 하지만, 컨버터에 있어서 Duty Cycle 제어에 따라 부하 전류의 급격한 증가와 기동 시  $V_{in}(Max)$ 는  $T_{on}(Min)$ 와 동시에 일어날 수 있다. 이러한 과도상태에서는  $V_{in}(Max)$ 가  $V_{in}(Min)$ 의 2배라면,  $\Delta B$ 는 정상 상태 값의 2배가 될 수 있다. 이러한 정상 상태  $\Delta B$ 가 단지 이론적 최대 값의 1/2이 되어야 하

며 그렇지 않으면 Core가 과도상태에서 포화될 수 있다는 의미이다. 따라서 Full-Bridge 컨버터 적용에 있어서 사용될 Core(PE38 EI 118×35)의  $\Delta B$ [1.02 Tesla (10200Gauss)]는 과도 상태 및 온도 상태를 고려하여 0.32 Tesla의 Normal  $\Delta B$ 를 선택했다.

### 2.2 코아의 선택

두 번째 단계는 수용할 수 있는 Core 손실과 권선 손실을 갖고 포화하지 않으면서 Volt-Second를 제공할 수 있는 규정된 Core를 선택해야 한다. 이는 여러 가지 시도에 따른 반복적 과정에 의해 성취될 수 있지만 식(1)과 식(2)는 개발을 위해 요구될 Core 면적 Product  $A_p$ 의 추정 값을 제공할 수 있다. 식(1)은  $\Delta B$ 가 포화에 의해 제한될 때 적용되고, 식(2)는 Core손실에 의해 제한될 때 적용한다. 적용 시 두 식을 풀어 가장 큰 결과  $A_p$ 를 사용한다. 주어진 Core Data로부터 계산 값 보다 큰  $A_p$ 의 Core를 선택한다.

$$A_p = A_w \cdot A_e = \left[ \frac{P_{in} 10^4}{K_t K_u K_p 420 J B^2 f} \right]^{1.31} \quad (1)$$

$$= \left[ \frac{11.1 P_{in}}{K \Delta B f} \right]_{cm^4}^{1.31}$$

$$A_p = A_w \cdot A_e = \left[ \frac{P_{in} 10^4}{120 K^2 f} \right]^{1.31} \cdot (K_{Hf} + K_{Ef} 2) cm^4 \quad (2)$$

여기서  $P_{in} = P_o/n =$  Power Output/Efficiency  
 $K_t = I_{in}(DC)/I_p$  (rms), Topology Factor  
 $K_u = A_w'/A_w$ , Window Utilization Factor(0.40)  
 $K_p = A_p/A_w'$ , Primary Area Factor  
 $K = K_t K_u K_c$   
 $J =$  Current Density(420A/cm<sup>2</sup>)  
 $f_t =$  Transformer 동작주파수

일반적인 Power Ferrite Core에 있어서 히스테리시스 계수  $K_H = 4 \times 10$ 이고 와 전류 계수  $K_E = 4 \times 10$ 이다. 또한, 주 회로 방식에 따른 K Factor 값은 다음 표 1과 같다. 개발에 있어서 필요로 하는 Core의 Area Product  $A_p$ 값은 출력용량이 13kW, Core의 온도 상승을 고려할 때 최대  $\Delta B = 0.32$ Tesla,  $K =$

0.165라고 했을 때

$$A_p = \left[ \frac{11.1 \times 13,000 / 0.93}{0.165 \times 0.32T \times 30 \times 10^3} \right]^{1.31} = 420\text{cm}^4$$

표 1 K 상수  
Table 1 K Factors

주 회 로 방 식	K	Kt	Ku	Kp
Forward Converter SE/SE	0.141	0.71	0.40	0.50
Bridge/Half Bridge SE/CT	0.165	1.0	0.40	0.41
Full Wave Center-Tap CT/CT	0.141	1.41	0.40	0.25

이코 선택된 EI 118, 페라이트 재질의 PM1 Core에 대하여 살펴보면

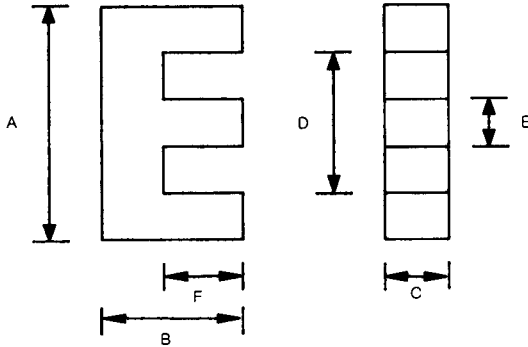
$$A_w = \text{Core window Area} = (D-E)/2 \times F = (8.3-3.5)/2 \times 6.9 = 16.56\text{cm}^2$$

$$A_e = \text{Core Cross Section Area} = E \times C = 3.5 \times 3.5 = 12.25\text{cm}^2$$

$$A_p = A_w \cdot A_e = 16.56 \times 12.25 = 202.286\text{cm}^4$$

(EI Core 2개 사용)

그림 2의 코어 구조를 참고한다.



Model	Dimension(mm)					
	A	B	C	D	E	F
EI 118	118	86.5	35.0	83.0	35.0	69.0

그림 2 EI 118 코어의 외형치수  
Fig. 2 Out size of EI 118 core

선택된 Core가 충분한  $A_p$ 의 값을 갖고 있다는 것을 알 수 있다.

### 2.3 권선 설계

먼저, 열저항 R과 최대 Hot Spot 온도상승  $\Delta T$ 로부터 선택된 Core를 사용하여 최대 전체 고주파 변압기 손실을 계산한다.

$$P_t = \Delta T / R \quad [W] \quad (3)$$

사용된 Core에 대한 열 저항이 나타나 있지 않다면, 추정 값으로부터 계산될 수 있다.

$$R_T = 23AP^{-0.37} \quad [^\circ\text{C}/W] \quad (4)$$

Fulx Swing이 한도 이상의 Core 손실을 발생시킨다면 설계는 전체 손실 중 권선에 대해 1/2로, Core 손실에 대하여 1/2로 할당함에 의해 최적 화 해야한다.

$$P_w = P_c = P_t / 2 \quad (5)$$

일반적인 Volt-Second로 제공하기 위해 요구된 일차 턴수  $N_p$ 의 최소 수를 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$T_{on(max)} = D_{max} / f_s = 0.9 / f_s \quad (6)$$

$$N_p > \frac{V_{in(min)} \cdot t_{on(max)}}{\Delta B \cdot A_e} \times 10^4 \quad (7)$$

$$= \frac{9,000 \cdot V_{in(min)}}{\Delta B \cdot N \cdot A_e \cdot f_t}$$

여기서 N은 Core의 수이고,  $V_{in(min)}$ 은 270VDC이다. 1차 대 2차 턴수비 n은 최소 입력전압  $V_{in}$ 과 최대 Duty Cycle에서 가장 낮은 전압 2차 측에 대하여 계산되고 아래 수식에서  $V_F$ 는 출력 정류다이오드 순방향 전압 강하 분이고, Factor 0.85는 IGBT 상승과 하강시간, Dead Time, 그리고 정격전류 시 누설 분에 따른 Duty 손실에 대하여 할당된 계수이다.

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{0.85[V_{in(min)} - V_{CE(Sat)}]D_{max}}{V_{out} + V_F} \quad (8)$$

가장 낮은 전압 2차 측에 대하여 요구된 턴수를 계산하고 턴수의 다음 큰 정수 값을 고려한다.

$$N_s = \text{Integer} [N_p/n] \quad (9)$$

### 3. 충전기 적용 특성 고찰

#### 3.1 온도 상승 특성

충전기의 직류출력단자에 저항부하를 연결하여(부동충전 위치) 직류 측 정격전압 DC125V, 정격출력 전류 DC100A를 걸고 측정할 각부의 온도가 시간 당 1°C이상 변하지 않을 때를 포화된 것으로 간주하고 온도를 측정하였으며, 온도 상승기준치에 따른 실험결과는 표 2와 같다.

표 2 온도상승 실험결과  
Table 2 Result of temperature rise test

주위온도는 22°C		온도	
		기준치	측정치
정류체	Thyristor	65°C	32°C
	Diode	90°C	45°C
	IGBT	90°C	38°C
변압기 및 리액터		110°C	34°C
Silicon Dropper Diode		110°C	45°C
콘덴서 외관		50°C	28°C
저항		150°C	53°C

#### 3.2 효율 및 역률 특성

입력 측에 정격전압, 주파수를 공급하고 출력 측에 정격전압, 전류(DC125V 100A)에 해당하는 부하를 걸고 디지털 전력계로 실측하여 90%이상으로 양호한 결과를 얻었다. 결과는 표 3과 같다.

표 3 효율 및 역률 실험 결과  
Table 3 Result of efficiency and power factor

측정 운전방식	효율 (기준치90%)	역률 (기준치90%)
부동충전 시	95.5%	96.7%
균등충전 시		
수동충전 시		

#### 3.3 소음 측정

정격입출력 상태에서 발생하는 충전기의 소음을 측정하는 것으로 시험방법은 충전기 전면으로부터 1m 거리에 높이 1m의 점에서 소음측정기로 측정하며 소음레벨(Level) 기준은 65phone 이하이고 측정결과는 표 4와 같다.

표 4 충전기 소음 측정실험 결과  
Table 4 Result of noise level test

운전상태	기준치	측정결과
정격전압, 전류인가 (DC125V/100A)	65 phone	52 phone

### 4. 결론

페라이트 코어를 이용한 고주파 변압기를 설계하여 충전기에 적용한 결과 기존의 충전기에 비하여 다음과 같은 우수성을 입증하였다.

1. 온도특성 실험 결과 34°C로 허용 기준치 110°C보다 양호한 특성을 나타내었다.
2. 부동충전, 균등충전, 수동충전시 효율은 95.5% 역률은 96.7%로 기존 방식에 비하여 상당히 양호한 특성을 나타내었다.
3. 소음측정 실험결과 52 phone으로 기준치인 65 phone보다 향상된 결과를 얻었다.

### 참고 문헌

- [1] N.R. Grossener, I.S. Grossener, "Transformer for Electronic Circuits", Second Edition, McGraw-Hill, 1983
- [2] C. Wm.T. McLyman, "Transformer and Inductor Design Handbook", Second Edition, Marcel Dekker, 1988
- [3] C. Wm.T. McLyman, "Designing Magnetic Components for High Frequency dc-dc Converter", Kg Magnetics, 1992
- [4] R. Prieto, J.A. Cobos, O.Garcia, J. Uceda, "Interleaving Techniques in Magnetic Components", IEEE APEC, 1997, pp.931~936
- [5] W. G. Hurley, W.H. Wolfe, J.G. Breslin, "Optimized Transformer Design: Inclusive of High-Frequency Effects", IEEE Trans PE, Vol.13, No. 4, 1998, pp.651~659
- [6] J. Wang, A.F. Witulski, J.L. Vollin, T.K. Phelps, G.I. Cardwell, "Derivation, Calculation and Measurement of Parameters for a Multi-Winding Transformer Electrical Model", IEEE APEC, 1999, pp.220~226