

Inductor Characteristics of the Active Clamp Forward Converter for Adapter

장 덕 규* · 우 승 훈** · 김 창 선†
(JANG Dukkyu · WOO Seunghun · KIM Changsun)

Abstract – Active clamp forward converter provides zero voltage switching, low voltage stress and wide input voltage range. The design technique leads to getting a higher efficiency under high switching frequency and optimal operating range. It is designed for notebook computer adapter with free input voltage and 19.5V/120W output ratings. The efficiency is measured to more than 90%. One of the most important circuit parts is the filter inductor besides the transformer in active clamp forward converter. In this paper, the process of inductor design is listed optimally.

Key Words : Active clamp forward converter, ZVS, Inductor optimal design

1. 서 론

노트북 컴퓨터를 구동하기 위한 어댑터의 경우 프리 레귤레이터인 역률개선 회로로 인해 DC 전력변환 컨버터의 입력전압이 약 $400 V_{dc}$ 에서 동작하게 되고, 전파정류를 적용할 경우 입력은 $90 V_{rms} \sim 240 V_{rms}$ 의 넓은 입력전압 범위를 갖는다. 밀폐형인 어댑터의 특성으로 인해 소형화의 지표인 전력밀도를 높이고 효율도 높여야 하기 때문에 설계가 용이하지 않다. 여러 회로방식 중 능동클램프 파워드 컨버터는 낮은 전압 스트레스 특성을 가지고 있으며, RCD 리세트 회로와 달리 전력손실을 줄이기 위해 에너지를 회생시킨다. 따라서 고주파 스위칭에서 효율적이기 때문에 노트북 컴퓨터 어댑터용으로 검토하였다. 어댑터는 특성상 넓은 입력전압 범위에서 동작하여야 한다. 따라서 본 논문에서는 이에 따른 어댑터용 능동클램프 파워드 컨버터에 있어서 중요한 소자 중 하나인 인덕터 설계를 제시하였다.

2. 노트북 컴퓨터 어댑터용 능동클램프 파워드 컨버터의 기본 동작 원리

노트북 컴퓨터 어댑터용으로 설계한 능동클램프 파워드 컨버터의 설계사양은 표 1과 같다. 입력전압은 $120 \sim 400 V_{dc}$ 이고 출력은 $19.5 V_{dc}/120W$ 이다. 스위칭 주파수는 $150KHz$ 이고 90%이상의 효율을 측정하였다.

표 1 설계 사양

Table 1 Design specification

Input	$V_{in} = 120 \sim 400 [V]$
Output	$V_o = 19.5 [V]$
Inductance	$L = 57 [\mu H]$
Output Current	$I_o = 6.15 [A]$
Delta current	$\Delta I = 2 [A]$
Ferequency	$f_s = 150 [kHz]$
Output Power	$P_o = 120 [W]$
Regulator	$\alpha = 1 [\%]$
Operation flux	$B_M = 0.3 [T]$
Core material	ferrite PC40 (TDK)

Core materials Ferrite PC 40 (TDK)
Maximum flux, $B_{max} = 510 mT$
Initial permeability, $\mu = 2300$ (From datasheet)

그림 1은 능동클램프 파워드 컨버터의 기본회로이다. 변압기 1차측의 보조 스위치 Q2, 클램프 커패시터 Ccl로 변압기의 1차측 클램프 리세트 회로로 구성되어 있고, 2차측은 일반적인 파워드 컨버터와 같은 형태로 구성되어 있다. Lm은 자화 인덕턴스, DQ1, DQ2는 스위치의 바디 다이오드, CA는 FET의 드레인-소스 커패시터, IP는 변압기 1차측 전류, Im은 자화전류, IQ1은 주 스위치 전류, Vo는 출력전압, Io는 출력전류를 나타낸다. 그림 2은 능동클램프 파워드 컨버터의 이론적인 파형을 나타낸다. Q1은 주 스위치의 게이트-소스 전압, Q2는 보조 스위치의 게이트-소스 전압, VDS는 주 스위치의 드레인-소스 전압, IQ1은 주 스위치의 전류, Ip는 변압기 1차측 전류이다.[7]

* 정 회 원 : 목포대 공과대 전기공학과 공학 박사

** 정 회 원 : 목포대 공과대 전기공학과 박사 과정

† 교신저자, 정회원 : 목포대 전기공학과 교수

E-mail : cskim@mokpo.ac.kr

접수일자 : 2010년 3월 26일

최종완료 : 2010년 4월 13일

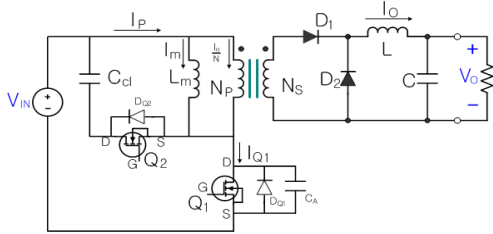


그림 1 능동클램프 포워드 컨버터
Fig. 1 Active clamp forward converter

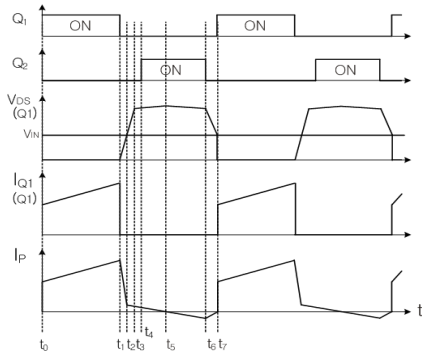


그림 2 동작파형
Fig. 2 Operating waveforms

3. 실험적인 고찰

그림 3은 능동클램프 포워드 컨버터 실험회로를 나타낸다. 회로는 제어 IC인 NCP1282로 구성되어있는 제어부분과 전력변환부로 구성되어 있다. 제어부분은 NCP1282 주변회로로써 저항과 커패시터의 값을 이용하여 스위칭 주파수 및 지연 시간을 조절하였고 Op Amp로 구성되어 있는 피드백 제어부분에서는 LM358과 포토커플러를 이용하여 출력전압을 제어한다.[3] 포토커플러의 수광부에서 받은 신호는 저항을 거쳐 IRS, IFS 핀에 전류로 검출되면서 시비율이 변화된다. 전력변환 부는 사양에 따라 변압기의 권수비를 결정하였고, EFD3030을 사용한 변압기의 권선은 충분한 자화 인덕턴스 값을 얻을 수 있도록 설계하였다.

표 2 사용된 부품

Table 2 Used parts

명칭	부품명
제어 IC	NCP1282
주 스위치	STF5NK100Z
보조 스위치	STP5NK100Z
변압기 코어	EFD3030
정류다이오드	STPS20H100
권수비	4

표 2에 사용된 부품을 나타내었다. 표 3는 부하에 따른 효율을 측정된 것이고 그림 4는 효율을 나타낸다. 표로부터 5A 부하에서 측정된 최고 효율은 91.6%로 측정되었다.[4]

표 3 로드 변화에 따른 효율

Table 3 Efficiency due to load changes

Vo (V)	Io (A)	Po (W)	Vi (V)	Ii (A)	Pi (W)	효율 (%)
19.48	1.0	19.87	130.00	0.18	23.40	84.9
19.43	1.5	29.54	129.75	0.26	33.74	87.6
19.43	2.0	39.25	129.82	0.34	44.14	88.9
19.43	2.5	48.96	130.00	0.42	54.60	89.7
19.43	3.0	58.66	130.00	0.50	65.00	90.3
19.43	3.5	68.39	130.00	0.58	75.40	90.7
19.43	4.0	78.09	130.00	0.66	85.80	91.0
19.42	4.5	87.80	129.71	0.74	95.99	91.5
19.36	5.0	97.21	129.40	0.82	106.11	91.6
19.28	5.5	106.41	129.06	0.90	116.15	91.6
19.19	6.0	115.50	128.80	0.98	126.22	91.5

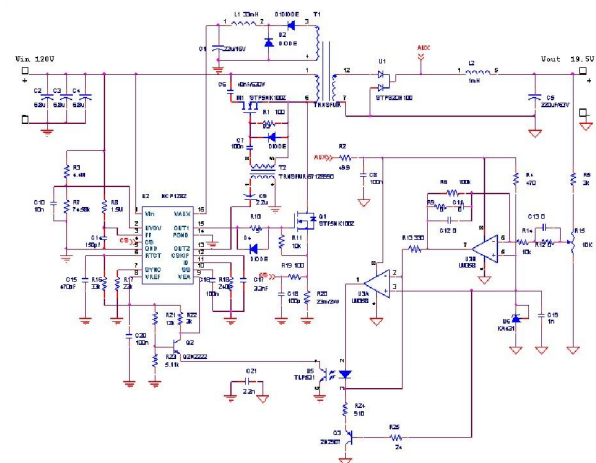


그림 3 실험 회로도

Fig. 3 Experimental circuit

4. 인덕터 설계 특성

표 1은 컨버터를 설계하기 위한 설계사양이다. 항목에는 레귤레이션 오차, 동작영역 내에서의 최대 자속 밀도, 코어의 최대 자속 밀도 그리고 데이터 시트로부터 얻은 초기 투자율에 관련된 사항을 정리하였다. 코어재료의 B-H 특성곡선에서 보면 Bmax는 I_{max}(H_{max})와 B_{ac}는 리플전류, I_{ac}와 비례 관계인 것을 알 수 있다. 즉 전류의 변화가 심하면, 자기장의 변화도 심하게 된다.[5] 그러므로 B_{ac}로 인한 코어손실도 커지게 된다. 때문에 인덕터 코어를 선택할 때 우선은 출력전류 I_{max}가 주어지기 때문에 이에 따른 B_{max}를 만족하는 코어 재료를 선택해야 한다. 본 회로에서 출력 인덕터에 사용하려는 B_m은 0.3T로 설정하였기 때문에 TDK사의 페라이트 PC40 코어 재질은 회로설계 사양과 관련하여 조건에 만족한다. 따라서 다음과 같은 16단계의 특성을 검토하였다. 순차적으로 1 단계부터 5 단계까지는 피크전류와 리플전류로 어떤 형태의 코어를 선택할 것인가를 보여주고 있고, 6 단계부터 16 단계까지는 동손을 최소화하기 위한 턴수 N과 적당한 직경의 동선을 선택하는 과정을 나타낸다.[6][7]

1. 회로특성으로부터 출력 전류 I_o 와 리플 전류 ΔI 로 구성된 피크 전류, I_{pk} 를 구하면,

$$\Delta I = 2[A] \quad (1)$$

$$I_{pk} = I_o + \frac{\Delta I}{2}, [A]$$

$$I_{pk} = 6.15 + \frac{2}{2}, [A]$$

$$I_{pk} = 7.15[A]$$

2. 계산한 피크 전류, I_{pk} 로 코어의 에너지 수용가능 용량인 energy-handling capability를 구할 수 있다. ZVS 조건은 자화 인덕턴스 L_m 에 축적되는 에너지 E_{Lm} 이 드레인 커패시터에 축전된 에너지보다 커야 한다.

$$\begin{aligned} \text{Energy} &= \frac{LI_{pk}^2}{2}, [WS] \\ \text{Energy} &= \frac{(57 \times 10^{-6}) \times (7.15)^2}{2}, [WS] \\ \text{Energy} &= 0.00145699125 [WS] \\ &= 1457 \times 10^{-6} [WS] \end{aligned} \quad (2)$$

3. Electrical coefficient K_e 를 출력 전력 P_o 와 동작영역 내에서의 최대 자속 밀도 B_m 을 이용하여 구하면, 자속 밀도와 출력전류의 관계식을 이용하여 전기 계수 K_e 를 구한다.

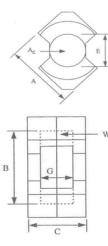
$$\begin{aligned} K_e &= 0.145 P_o B_m^2 (10^{-4}) \\ K_e &= 0.145 \times (120) \times (0.3)^2 \times (10^{-4}) \\ K_e &= 156.6 \times 10^{-6} \end{aligned} \quad (3)$$

4. Energy capability와 계수 K_e 로 core geometry K_g 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} K_g &= \frac{(\text{Energy})^2}{\alpha K_e}, [cm^5] \\ K_g &= \frac{(1457 \times 10^{-6})^2}{(1.0) \times (156.6 \times 10^{-6})}, [cm^5] \\ K_g &= 0.01356 [cm^5] \end{aligned} \quad (4)$$

5. RM8 코어 선택, $K_g = 0.01356 \text{ cm}^5$

데이터 시트를 통하여 4 단계에서 계산된 K_g 에 부합되고 크기가 적당한 코어를 찾은 결과 RM8코어가 적합하다.



RM, Ferrite Cores (TDK)										
Part No.	A cm	B cm	C cm	E cm	G cm	Part No.	A cm	B cm	C cm	G cm
RM-4	0.963	0.815	1.04	0.38	0.72	RM-10	2.415	2.165	1.86	1.07
RM-5	1.205	1.04	1.04	0.48	0.65	RM-12	2.925	2.55	2.35	1.26
RM-6	1.44	1.265	1.24	0.63	0.82	RM-14	3.42	2.95	2.88	1.47
RM-8	1.935	1.73	1.64	0.84	1.1					

RM, Ferrite Cores (TDK)												
Part No.	W _{tot} grams	W _{air} grams	MLT cm	MPL cm	W _a cm	A _c cm ²	W _a cm ²	A _w cm ²	K _s cm ²	A _w cm ²	*AL mH/K	
RM-4	1.1	1.7	2.0	2.27	1.121	0.140	0.157	0.0219	0.0006	5.9	489	
RM-5	1.6	3.0	2.5	2.24	0.768	0.237	0.182	0.0431	0.0016	7.9	869	
RM-6	2.9	5.5	3.1	2.86	0.710	0.366	0.260	0.0953	0.0044	11.3	1130	
RM-8	7.3	13.0	4.2	3.80	0.766	0.640	0.490	0.3133	0.0191	20.2	1233	
RM-10	13.2	23.0	5.3	4.40	0.769	0.980	0.695	0.614	0.0392	29.6	1833	
RM-12	24.4	42.0	6.2	5.69	0.788	1.400	1.103	1.5440	0.1389	44.6	2434	
RM-14	39.9	70.0	7.2	6.90	0.830	1.880	1.561	2.7790	0.2755	62.8	2869	

*This AL value has been normalized for a permeability of 1K. For a close approximation of AL for other values of permeability, multiply this AL value by the new permeability in kilo-perm. If the new permeability is 2500, then use 2.5.

그림 4 RM8 core data
Fig. 4 RM8 core data

6. 코어의 창면적 W_a 와 코어의 단면적 A_c 는 Area Product equation A_p 로 표현할 수 있으며, wire loss를 최소화하기 위한 턴수 N 과 적합한 직경의 동선을 선택하는 과정을 나타낸다. 이 수식과 관련된 전류 밀도 J 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} A_p &= W_a A_c [cm^4] \\ &= 0.3133 [cm^4] \quad (\text{From RM8 data sheet}) \\ A_p &= \left(\frac{2(\text{Energy}) \times (10^4)}{J B_m K_u} \right) [cm^4] \\ J &= \left(\frac{2(\text{Energy}) \times (10^4)}{A_p B_m K_u} \right) [A/cm^2] \\ &= \frac{2(1457 \times 10^{-6}) \times (10^4)}{(0.3133)(0.3)(0.4)} \\ &= 775.08 [A/cm^2] \end{aligned} \quad (5)$$

7. 리플전류와 출력전류와 관련된 전류 실효치 I_{rms} 를 구하면,

$$\begin{aligned} I_{rms} &= \sqrt{I_o^2 + \Delta I^2}, [A] \\ I_{rms} &= \sqrt{(6.15)^2 + (2)^2}, [A] \\ I_{rms} &= 6.47 [A] \end{aligned} \quad (6)$$

8. 계산된 전류밀도와 전류 실효치로 필요한 동선의 면적 $A_{w(B)}$ 을 계산함으로써 적합한 동선을 선택할 수 있다.

$$\begin{aligned} A_{w(B)} &= \frac{I_{rms}}{J}, [cm^2] \\ A_{w(B)} &= \frac{6.47}{775}, [cm^2] \\ A_{w(B)} &= 0.00835 [cm^2] \end{aligned} \quad (7)$$

9. skin effect에 의한 ac손실을 줄이기 위하여 USTC선을 선택하였고, 0.012cm*55로 된 USTC선의 동선면적이 계산된 수치와 비교와 접근하기 때문에 이 선을 선택하였다.

$$\begin{aligned} &0.012cm \times 55(20T) \\ \text{Bare} &= \frac{\pi D^2}{2} = 0.000226 [cm^2] \\ A_{w(B)} &= 0.000226 \times 55 = 0.0124 [cm^2] \end{aligned} \quad (8)$$

10. 주어진 코어의 Window area W_a 로 effective window area $W_{a(eff)}$ 를 구하였다. 여기서 S_3 은 effective window factor로서 $S_3=usable\ window\ area/window\ area$ 이다.

$$\begin{aligned} W_a &= 49.0 [mm^2] \\ &= 0.49 [cm^2] \\ W_{a(eff)} &= W_a S_3 [cm^2] \\ W_{a(eff)} &= (0.49)(0.75) [cm^2] \\ W_{a(eff)} &= 0.3675 [cm^2] \end{aligned} \quad (9)$$

11. $W_{a(eff)}$ 에 동선의 단면적을 나누면 실제의 턴수 N 을 구할 수 있다. 여기서 S_2 은 Fill factor로서 $S_2=wound\ area/usable\ window\ area$ 이다.

$$\begin{aligned} W_{a(eff)} &= 0.15cm^2 [Effective\ window\ area] \\ A\ typical\ value\ for\ S_2\ is\ 0.60 \\ N &= \frac{W_{a(eff)} S_2}{A_{w(B)}}, [turns] \\ N &= \frac{(0.3675) \times (0.60)}{0.0124}, [turns] \\ N &= 17.78 [turns] \\ &\cong 18 [turns] \end{aligned} \quad (10)$$

12. 필요한 air gap I_g 를 구하면 다음과 같고 0.07cm의 gap을 주었다.

$$\begin{aligned} A_c &= 0.640 [cm^2] \text{ Cross sectional area} \\ I_g &= \frac{0.4\pi N^2 A_c (10^{-8})}{L} - \left(\frac{MPL}{\mu_m} \right), [cm] \\ I_g &= \frac{0.4\pi \times (18)^2 \times (0.64) \times (10^{-8})}{57 \times 10^{-6}} - \left(\frac{3.8}{2300} \right), [cm] \\ I_g &= 0.0441 [cm] \end{aligned} \quad (11)$$

13. fringing flux factor F 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} F &= \left(1 + \frac{I_g}{\sqrt{A_c}} \ln \frac{2G}{I_g} \right) \\ \text{Winding Length, } G &= 1.1cm \\ F &= \left(1 + \frac{0.07}{\sqrt{0.64}} \ln \frac{2(1.1)}{0.07} \right) \\ F &= 1.301 \\ &\cong 1.3 \end{aligned} \quad (12)$$

14. 따라서 Flux factor F 를 이용하여 턴수 N 을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} N_n &= \sqrt{\frac{I_g L}{0.4\pi \cdot A_c \cdot F (10^{-8})}}, [turns] \\ N_n &= \sqrt{\frac{(0.07)(57 \times 10^{-6})}{(0.4\pi)(0.64)(1.30)(10^{-8})}}, [turns] \\ N_n &= 19.53 [turns] \\ &\cong 20 [turns] \end{aligned} \quad (13)$$

15. 동선의 loss를 계산하기 위하여 아래는 동선의 길이 당 저항을 구하였다. 한 wire의 길이 당 저항을 계산하고, 55가닥의 선이 병렬로 되어있기 때문에 55로 나누면 실제 동선의 길이 당 저항이 나오게 된다.

$$\begin{aligned} \text{USTC } 0.12mm \times 55 \\ A_w &= \frac{\pi D^2}{2} = \frac{3.1415 \times (0.12mm)^2}{2} = 2.2619 \times 10^{-8} m^2 \\ dc\ wire(\Omega/m) &= \frac{\rho}{A_w} = \frac{1.724 \times 10^{-8} \Omega m}{2.2619 \times 10^{-8} m^2} = 0.7622 \Omega/m \\ dc\ 55\ wire(\Omega/m) &= \frac{\rho}{55 \cdot A_w} = \frac{0.7622}{55} \Omega/m = 0.0139 \Omega/m \\ &= 139 \frac{\mu\Omega}{cm} \end{aligned} \quad (14)$$

16. 턴수로 동선의 길이를 계산하여 구한 동선의 저항은,

$$\begin{aligned} R_L &= (MLT)(N_n) \left(\frac{\mu\Omega}{cm} \right) (10^{-6}), [ohms] \\ R_L &= (4.2)(20)(139 \times 10^{-6}), [ohms] \\ R_L &= 0.0117, [ohms] \end{aligned} \quad (15)$$

17. 동선에 흐르는 전류 실효치와 저항으로 구한 copper loss P_{cu} 는

$$\begin{aligned} P_{cu} &= I_{rms}^2 R_L, [watts] \\ P_{cu} &= (6.47)^2 (0.0117), [watts] \\ P_{cu} &= 0.49, [watts] \end{aligned} \quad (16)$$

18. 따라서 the regulation α 는

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{P_{cu}}{P_o} (100) [\%] \\ \alpha &= \frac{0.49}{120} (100) [\%] \\ \alpha &= 0.41, [\%] \end{aligned} \quad (17)$$

아래는 인덕터의 core loss를 구하였다.

19. 우선 F , 권수, 리플전류, 에어갭(I_g)등을 통하여 ac flux density를 구한다.

$$B_{ac} = \frac{0.4\pi N_n F \left(\frac{\Delta I}{2}\right)(10^{-4})}{I_g + \left(\frac{MPL}{\mu_m}\right)}, [tesla]$$

$$B_{ac} = \frac{(0.4\pi)(20)(1.3)(1)(10^{-4})}{0.07 + \left(\frac{3.8}{2300}\right)}, [tesla]$$

$$B_{ac} = 0.0456, [tesla]$$

20. 다음 U_i 로 PC40재질의 Magnetcs level을 도표를 통해서 찾는다. (R급)

Ferrite Material Cross Reference										
Permeability	1500	2300	2500	3000	5000	10000	15000			
Application	Power	Power	Power	Power	Filter	Filter	Filter			
Manufacturer's	Material Designation									
Magnetics	I	K	2	R	3	P	F	J	W	H
Ferroxcube	3F35	3F3	3C94	3C81	3E27	3E5	3E7			
Permeability, μ_r	1400	2000	2300	2700	6000	10000	15000			
Fair-Rite			78			75	76			
Permeability, μ_r			2300			5000	10000			
Siemens	N49	N87	N67	T41	T35	T38	T46			
Permeability, μ_r	1300	2200	2100	3000	6000	10000	15000			
TDK Corp	PC50	PC40	PC44	H5A	HP5	H5C2	H5C3			
Permeability, μ_r	1400	2300	2400	3300	5000	10000	15000			
MMG		F44	F5	F5C	F-10	F-39				
Permeability, μ_r		1900	2000	3000	6000	10000				
Ceramic Mag	MN67	MN80	MN80	MNSCX	MN60	MC25	MC15K			
Permeability, μ_r	1000	2000	2000	3000	6000	10000	15000			
Tokin		HBM	B25	B3100	H5000	H12000				
Permeability, μ_r										
Ferrite Int.	TSF-5099	TSF-7099	TSF-7070	TSF-8040	TSF-5000	TSF-010K				
Permeability, μ_r	2000	2000	2200	3100	5000	10000				

그림 5 Ferrite Material Cross Reference
Fig. 5 Ferrite Material Cross Reference

R급에서의 Core Loss 계수를 도표를 통해서 찾아보면 각각 $k=0.00004316$, $m=1.64$, $n=2.68$ 이다. (온도, 주파수 등 여러 요소의 영향을 받는 계수로서 100%정확한 수치는 아니다. 단 참조용으로 사용할 수 있다.) 도표로부터 mW/g 를 구하면 다음과 같다.

$$mW/g = kf^{(m)}B_{ac}^{(n)}$$

$$mW/g = (0.00004316)(150000)^{(1.64)}(0.0456)^{(2.68)}$$

$$mW/g = 3.3876$$

Core Loss Equation Factors			
Magnetic's Ferrite Core Materials			
Material	Frequency Range	Coefficient k	Coefficient (m)
K	$f < 500kHz$	$2.524(10^{-4})$	1.60
K	$500kHz \leq f < 1.0 MHz$	$8.147(10^{-8})$	2.19
K	$f \geq 1.0 MHz$	$1.465(10^{-15})$	4.13
R	$f < 100kHz$	$5.597(10^{-4})$	1.43
R	$100kHz \leq f < 500kHz$	$4.316(10^{-8})$	1.64
R	$f \geq 500kHz$	$1.678(10^{-15})$	1.84
P	$f < 100kHz$	$1.983(10^{-4})$	1.36
P	$100kHz \leq f < 500kHz$	$4.855(10^{-8})$	1.63
P	$f \geq 500kHz$	$2.068(10^{-15})$	3.47

그림 6 Core Loss Equation Factors
Fig. 6 Ferrite Material Cross Reference

21. RM8 data의 W_{tfe} 로 core loss를 구한다.

$$P_{fe} = (mW/g)(W_{tfe})(10^{-3}), [watts]$$

$$P_{fe} = (3.3876)(13)(10^{-3}), [watts]$$

$$P_{fe} = 0.0440, [watts]$$

인덕터에서 생기는 loss는 core loss와 wire loss이다.

22. 그러므로 전체 loss P_{Σ} 는

$$P_{\Sigma} = P_{fe} + P_{cu}, [watts]$$

$$P_{\Sigma} = (0.0440) + (0.49), [watts]$$

$$P_{\Sigma} = 0.534, [watts]$$

23. 계산된 턴수, F, 전류최대치, Air gap l_g 등 요소로 자속밀도의 최대치 B_{pk} 를 다시 검산해 보면,

$$B_{pk} = \frac{0.4\pi N_n F \left(I_{dc} + \frac{\Delta I}{2}\right)(10^{-4})}{I_g + \left(\frac{MPL}{\mu_m}\right)}, [tesla]$$

$$B_{pk} = \frac{(0.4\pi)(20)(1.3)(6.47)(10^{-4})}{0.07 + \frac{3.8}{2300}}, [tesla]$$

$$B_{pk} = 0.295, [tesla]$$

이 값은 예상했던 $B_{pk}=0.3T$ 와 거의 일치하고, 더 초과하지 않기 때문에 RM8 core를 사용할 수 있다는 것이 검증된다. 위 계산결과에 근거하여 RM8 core에 USTC coil (0.12×55), turns=20 [turns], Air gap $l_g=0.07$ [mm]로 인덕터를 제작하여 실험하였고, LCR meter로 측정된 인덕터 값은 $155[\mu H]$ 였다. 인덕터의 loss는 core loss와 wire loss 두가지로 되어 있다. core loss는 flux에 의해 생기는 loss이기 때문에, factor로 계산한 방법, 혹은 아래 변압기에서의 core loss를 계산한 것처럼 core loss 도표를 사용하여 근사적으로 계산할 수 있다. wire loss는 동선의 dc저항에 의해 생기는 loss와 ac저항에 의해 생기는 loss 두 가지로, ac 저항에 의해 생기는 loss는 skin depth와 관계되지만, 본 실험에서 사용되는 150kHz의 주파수일 경우 아주 작기 때문에 (dc저항의 1~2%정도) 주로 dc 저항에 의해 생기는 loss만 계산하였다.

5. 결 론

일반적으로 컨버터는 입력전압이 높으면 높은 전압스트레스로 인하여 스위치의 전도손실을 증가하게 된다. 더욱이 넓은 입력전압 범위의 입력전압을 가질 때 컨버터의 시비율의 변화범위도 커지면서 전압스트레스 문제, 변압기 포화 등 여러 문제가 야기된다. 또한 손실 분석 결과 부품소자의 특성에 관련된 손실이였다. 즉 특성이 좋은 소자를 선택하면 손실을 줄일 수 있는데 단가는 높아지게 되므로 어댑터용 능동클램프 파워드 컨버터의 효율을 크게 하려면, 인덕터를 최적으로 설계하여, 코어손실과 권선 손실을 최대로 줄여서

효율을 최적으로 낼 수 있다. 따라서 본 논문에서는 넓은 입력범위에서 최적화로 동작할 수 있는 컨버터로 어댑터용 능동클램프 포워드 컨버터 설계에 있어서 인덕터 특성에 대해 고찰하였다. 19.5V/120W정격의 컨버터를 제작, 실험하여 어댑터용 능동클램프 포워드 회로의 타당성을 입증하였고 90%이상의 효율을 얻을 수 있었다.

감사의 글

본 논문은 2008년도 산학협동재단(Korea Sanhak Foundation)의 지원을 받아 수행된 연구임

참 고 문 헌

[1] 신용희, 황국화, 김창선, 이철경, 윤대영, "슬립형 어댑터용 하프 브리지 공진형 컨버터", 대한전기학회 하계 학술대회 논문집, pp. 1108-1109, 2007. 7.

[2] 안현모, 오연호, 한성진, "전자계-열계 결합해석에 의한 전력용 변압기의 열전달 해석", 대한전기학회 논문집, pp. 2155-2161, 2009. 11.

[3] 이상희, 차한주, 한병문, "직접전력변환 방식을 이용한 전압 강하/상승 보상기의 구현", 대한전기학회 논문집, pp. 1544-1550, 2009. 8.

[4] 이광운, 임범선, 김희준, "변압기 보조권선을 이용한 자기 구동 능동 클램프 포워드 컨버터", 전자공학회 논문집 제40권, 2003. 9.

[5] 김희준 : 스위칭 전원의 기본 설계, 성안당, pp.119-136, 241~259 (2002. 10)

[6] 김창선, 김희준, "위상변위제어에 의한 클램프 모드 포워드 다중공진형 컨버터",공학기술논문집, 1996.8

[7] 김창선, "영전압 스위칭을 이용한 능동 클램프 포워드 컨버터", 학연산 연구교류회 발표내용 요약집(제196회-제 221회), pp190-228, 1998

[8] Dhaval Dalal, "Design Considerations for Active Clamp and Reset Technique", Unitrode Seminar (SEM-1000)

[9] Colonel Wm. T. McLyman, "Transformer and Inductor Design Handbook," p.1-8~1-28 (2004.03.)

[10] 차한주, 최정완, "연료전지용 3상 전류형 능동클램프 DC-DC 컨버터," 2007년도 전력전자학술대회 논문집 2007.7, pp. 71-73.

[11] 차한주, 최순호, "연료전지용 3상 전류형 능동 클램프 DC/DC 컨버터의 기동 방법 제안 및 제어기의 설계," 대한전기학회 전기기기 및 에너지변환시스템부문회 추계학술대회 논문집 2008.10, pp. 194-196.

[12] 문상철, "두 개의 비대칭 변압기를 갖는 새로운 고효율 능동 클램프 포워드 DC/DC 컨버터," 충남대학교, 2009

[13] 봉상철, "변압기 보조권선을 이용한 자기구동 능동 클램프 포워드 컨버터의 대신호 해석," 한국과학기술원, 2007.

[14] 오경섭, "능동클램프회로를 갖는 ZVS 고주파 공진형 DC-DC 컨버터의 특성해석," 영남대학교, 2004.

저 자 소 개



우 승 훈 (禹昇勳)

1982년 (주)연전 입사. 1991년 (주)동아일렉콤 책임연구원. 2000년 (주)동아일렉콤 전원연구소 상무 이사. 2007년~현재 목포대학교 전기공학과 박사과정. 2006년 (주)동평 대표이사



장 덕 규 (張德圭)

1988년 한양대 전기공학과 졸업. 2002년 한양대 산업대학원 졸업. 2010년 8월 공학박사. 1988년 동아일렉콤 생산 사업장 (상무)



김 창 선 (金昌宣)

1990년 한양대 전기공학과 졸업. 1992년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1997년~현재 목포대학교 전기공학과 교수.