

능동클램프 포워드컨버터의 자성소자 최적 설계

전문일*, 김창선*, 윤대영**, 이진*, 임장섭*
 *목포대학교, **(주)에스피에스, 목포해양대학교*

Optimal Design of Magnetic Component for Active Clamp Forward Converter

Chun Moon-il*, Kim Changsun*, Youn DaeYong**, Lee Jin*, Lim JangSeob*

*Mokpo National University, **Smart Power Solution Inc, Mokpo National Maritime University*

Abstract - The topology of active clamp forward converter provides ZVS characteristic and also the stress of voltage and current is smaller than that of the conventional forward converters. The benefits of this technique include a higher efficiency at a high switching frequency, lower EMI/RFI. In this paper, the active clamp forward converter is designed for operation in wide range voltage and has 19.5V/120W ratings with efficiency more than 90%.

1. 서 론

액티브 클램프 포워드 방식은 가장 낮은 전압 스트레스를 가할 뿐만 아니라 RCD 클램프 방식과 달리 전력손실을 줄이기 위하여 자화 에너지를 재순환 시킬 뿐만 아니라 변압기의 자속이 1상한과 3상한 사이에 대칭적으로 흐르게 되며 여러 가지 클램프 방식 중에서 매우 효과적인 자화특성을 이용한 방안이다. 따라서 본 논문에서는 넓은 입력전압범위에서 동작하는 액티브 클램프 포워드 컨버터를 제시하여 변압기의 자속을 리셋(Reset)시키는 것과 다른 보조 스위칭 소자와 클램프 커패시터를 이용하여 주 스위칭 소자의 전압스트레스를 저감시켰다. 동시에 클램프 된 에너지를 입력전원으로 되돌려 줌으로써 손실이 발생하지 않는 회로이다. 또한 리셋회로와 주 스위칭 소자의 전압 및 전류 스트레스를 저감시킴과 동시에 장치의 효율을 향상시킬 수 있으며 최적 효율을 내기 위한 변압기와 인덕터의 설계를 제시하였다.

2. 본 론

2.1 능동 클램프 포워드 컨버터

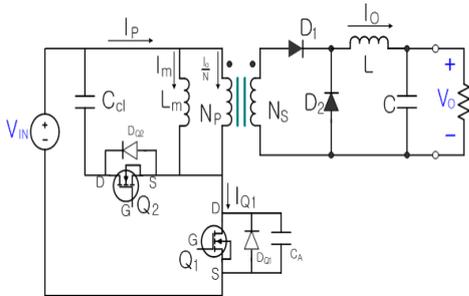


그림 1 능동 클램프 포워드 컨버터
 Fig. 1 Active Clamp Forward Converter

그림 1은 능동 클램프 포워드 컨버터의 기본회로이며, 1차측은 주 스위치 Q1과 보조 스위치 Q2, 클램프 커패시터 Ccl로 구성되어 있고, 2차측은 일반적인 포워드 컨버터와 같은 형태로 구성되어 있다. Lm은 자화 인덕턴스, DQ1, DQ2는 스위치의 바디 다이오드, CA는 주 스위치의 기생 커패시터, Ip는 변압기 1차측 전류, Im은 자화전류, Iq1은 주 스위치 전류, Io는 출력전류를 나타낸다.

2.1.1 기본동작 파형

능동 클램프 포워드 컨버터의 기본 동작과 파형은 그림 2와 같다. 위로부터 차례로 1) 주 스위치 게이트-소스 전압, 2) 보조 스위치 게이트-소스 전압, 3) 주 스위치의 드레인-소스 전압, 4) 주 스위치의 전류, 5) 변압기 1차측 전류 이다.

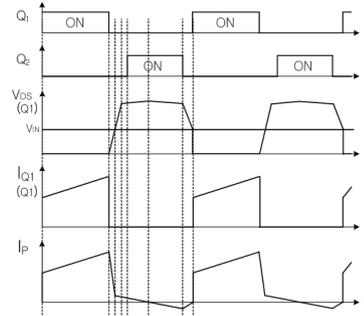


그림 2 능동 클램프 포워드 컨버터의 동작파형
 Fig. 2 Waveforms of the Active Clamp Forward Converter

2.2 효율분석

2.2.1 주 스위치 Loss

주 스위치의 Rds(on)과 Coss로 계산.

$$1. R_{ds(on)} \text{에 의한 loss: } P_{R_{ds(on)}} = I_{rms}^2 \cdot R_{ds(on)} \quad (1)$$

Irms는 오실로스코프로 측정하였다. 측정결과 Irms=1.38A

$$R_{DS(on)}(T) = R_{DS(on)}(25^\circ C) \left(\frac{336.65}{300}\right)^{2.3} = 1.77\Omega$$

$$P_{R_{ds(on)}} = I_{rms}^2 \cdot R_{ds(on)} = 3.37W$$

$$2. Coss \text{에 의한 loss: } P_{Coss} = I_{rms}^2 \cdot ESR_{Coss} \quad (2)$$

Coss의 ESR값이 너무 작아서 무시함.

3. Ciss에 의한 loss: 2.2.5의 control loss에서 계산함.

주 스위치에서의 손실은 거의 전부가 스위치의 Rds(on)에 흐르는 전류에 의해 생기는 손실이다. Vds를 만족하는 MOSFET중 Rds(on)이 작은 것을 선택하면 된다.

2.2.2 보조 스위치 Loss :

주스위치 loss계산과 같음

$$2.2.3 \text{ Clamp capacitor Loss : } P_{Ccl} = I_{rms}^2 \cdot ESR_{Ccl} \quad (3)$$

클램프 커패시터 ESR에 의한 손실은 너무 작아 무시할 수 있음.

2.2.4 Rectifying Diode loss

$$P = 0.55 \times I_{F(AV)} + 0.009 \times I_{F(RMS)}^2 \\ = 0.55 \times 4.344 + 0.009 \times 5.312^2 \\ = 2.64W \quad (4)$$

$$P = 0.55 \times I_{F(AV)} + 0.009 \times I_{F(RMS)}^2 \\ = 0.55 \times 1.864 + 0.009 \times 3.388^2 \\ = 1.12W \quad (5)$$

IF(AV)와 IF(RMS)는 오실로스코프로 측정하였다.

총= 2.64+1.12=3.76W

다이오드에서의 손실은 도통전압 VF와 흐르는 전류에 관계되는데, 도통 전류는 기피할 수 없이 커지기 때문에, VF전압이 낮은 다이오드를 사용하여야만이 손실을 줄일 수 있다 .

2.2.5 Control circuit loss

보조전원 공급을 끊고 독립전원으로 측정.
 보조전원(gate drive 포함) : $12.6V * 0.075A = 0.945W$
 Amplifier loss : $15V * 0.02A = 0.3W$
 총 Control loss = $0.945W + 0.3W = 1.245W$

효율 분석 결과를 보면, 전부가 부품소자의 특성에 관련된 손실이다. 즉 특성이 좋은 소자를 선택하면 손실을 줄일 수 있는데 물론 단가는 높아지게 된다.

총적으로 볼 때 액티브 클램프 포워드의 효율을 크게 하려면, 인덕터와 변압기를 최적으로 설계하여, 코어손실과 copper loss를 최대 줄여서 효율을 최적으로 낼 수 있다.

2.2.6 Power Transformer & Inductor 최적설계

변압기나 인덕터의 손실은 주요하게 copper loss와 core loss 두 가지의 합이다. core loss는 core의 재질, 형태, 크기, 전류변화량 등의 영향을 받게 된다. 특히 전류의 변화량은 core loss에 영향을 주는 큰 요소로, 설계 초에 적정하게 선정하여 주어어야 한다.

2.2.6.1 core 선정 (core loss)

core선정에 가장 큰 영향을 미치는 요소는 전류이다. 그럼으로 전류와 관계수식을 통하여 원하는 core를 선정할 수 있다.

$$Energy = \frac{LI_{pk}^2}{2}, [W\cdot S] \quad (6)$$

$$K_e = 0.145P_o B_m^2 (10^{-4}) \quad (7)$$

계산된 Ipk와 L값으로 Energy를 구하고, 식 (7)를 통하여 Ke를 구하여 core의 선정요소인 Kg를 구한다.

$$K_g = \frac{(Energy)^2}{\alpha K_e}, [cm^5]$$

(8)

core의 data sheet를 통하여 원하는 Kg의 범위에 있는 변압기 core를 선정하여 선택할 수 있다.

2.2.6.2 copper loss

copper loss는 말 그대로 변압기를 감은 동선에 흐르는 전류에 의해 생기는 loss이다. 주요하게 ac전류에 생기는 loss와 dc전류에 의해 생기는 loss이다.

ac전류에 의해 생기는 loss : 주로 skin effect와 관련된다.

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}}$$

δ : skin depth(m)

ρ : resistivity of conductor (Ωm)

($\rho = 1.724 \cdot 10^{-8} \Omega m$ at $20^\circ C$,

$\rho = 2.3 \cdot 10^{-8} \Omega m$ at $100^\circ C$)

(9)

식 (9)로 구한 skin depth를 아래 식 (10)이 대입하면

$$R_{ac1wire} = \frac{\rho}{\delta} \cdot \left(\frac{L}{\pi(D-\delta)} \right) \quad (10)$$

USTC선을 이용할 경우, 저항 값은 병렬값이기 때문에, 권선수만큼 나누어준 값이 실제 저항값이다. 150kHz일 경우 USTC선의 저항은 보통 $1 \sim 2m\Omega$ 여서 무시할 수 있으나, 일반 권선일 경우 권선수만큼 증가하기 때문에 ac저항을 무시할수 없게 된다.

dc전류에 의해 생기는 loss : 동선의 단면적, dc전류, 동선의 길이와 관계되는데, 이는 또 턴수 N, core의 effective window area W_a (eff) 과 관계된다.

물론 동선의 단면적이 크고, 동선의 길이가 짧으면 copper loss는 줄어들기 마련이다. 하지만, 이에 상응하여 더 큰 코어를 선택해야 하고, 원하는 자화인덕턴스를 얻기 어렵고, 또 core loss가 커질 수 있다. 그럼으로 논리적으로 순서적으로 정리해서 계산해 나가면, 원하는 최적의 변압기와 인덕터를 설계할수 있다.

우선 주어진 조건에 의해서 전류밀도 J를 구한다.

$$J = \left(\frac{2(Energy) \times (10^4)}{A_p B_m K_u} \right) [A/cm^2] \quad (11)$$

식 (11)를 통해 구한 전류밀도와 전류 실회치로 필요한 동선 단면적을 구한다.

$$A_{w(B)} = \frac{I_{rms}}{J}, [cm^2] \quad (12)$$

동선의 단면적을 구하면, USTC선으로 선정하여 ac저항을 적게 한다. 그 다음으로 선정된 core의 effective window area W_a (eff)와 wire ray factor S2 및 동선 면적으로 권수를 구한다.

$$N = \frac{W_{a(eff)} S_2}{A_{w(B)}}, [turns] \quad (13)$$

권수가 주어지면, 동선의 단면적과 길이로 동선의 저항을 계산 할 수 있고, 이에 동선의 loss도 계산 할 수 있다.

$$R_L = (MLT)(N_n) \left(\frac{\mu\Omega}{cm} \right) (10^{-6}), [ohms] \quad (14)$$

$$R_{dc1wire} = \frac{\rho \cdot L}{A_w} \quad (15)$$

동선의 core loss와 copper loss를 합하면 변압기 혹은 인덕터의 최종 loss이다. core loss는 도표를 통해 B_m 이나 B_{ac} 에 의하여 구할 수 있다.

$$P_\Sigma = P_{copper} + P_{core}, [watts] \quad (16)$$

그러나 액티브 클램프 포워드 컨버터를 설계하면서 또 한가지 고려해야 할 부분이 있는데, 곧 Lm 자화 인덕턴스이다. ZVS조건을 만족시키기 위해서는 반드시 Lm에 축적된 에너지가 클램프 커패시터의 에너지보다 커야 하는데, 이를 만족시키기 위해서는 Lm의 값을 적절하게 선정해 줘야 한다. Lm의 값은 1차측의 권선수와 비례하기 때문에, 변압기의 설계에 영향을 주는 또 하나의 요소가 된다. 그리고 최적의 전압 스트레스를 얻기 위해서는 턴비가 가장 중요한 요소를 차지하게 된다. 그러므로 잊을 사용하지 않으며 Lm과 턴비를 감안하며 최소의 loss를 얻기 위해 시행착오를 거치면서 서로 타협하면서 core와 권선을 선택하는것이 인덕터와 변압기를 최적화 설계하는 방법이다.

3. 결 론

상술한 여러 방면의 연구를 통하여 19.5V/120W정격의 컨버터를 제작, 실험하여 액티브 클램프 포워드 회로의 타당성을 입증하였고 92% 이상의 효율을 얻을 수 있었다.

- (1) 각종 분석을 통하여 주 스위치의 전압스트레스를 최적으로 선정하기 위하여 듀티(D)와 턴비(N)의 값을 타협하여 적절하게 선정하였다.
- (2) 변압기의 턴비와 전류의 관계가 효율에 영향을 주기 때문에 자화 인덕턴스의 값을 적절하게 선정하였다.
- (3) 적절한 Delay time을 계산하여 주 스위치의 확실한 ZVS동작을 확보하였다.
- (4) 최대효율을 얻기 위하여 인덕터와 변압기의 최적화 설계를 제안하였다.

공진형 컨버터들은 입력전압이 높으면 전압스트레스도 높아지게 되며 스위치의 전도손실도 따라서 증가하게 된다. 본 논문에서는 능동 클램프 방식으로 스위칭소자에 가해지는 전압, 전류 스트레스를 저감시킴과 동시에 컨버터의 고 효율화를 이루었다. OrCAD를 사용하여 PCB를 실제 제작하여 실험한 결과 90%이상 효율을 얻을수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] Hee Jun Kim, F.C.Lee, C.S. Leu, Farrington, "Clamp mode zero-voltage-switched multi-resonant converters," IEEE PESC' 2, pp.58~84, 1992.
- [2] Q.Li, F.C. Lee, and M.M.Jovanvic, "Large-signal transient analysis of forward converter with active-clamp reset," IEEE PESC Rec. 1988, pp.633-63.
- [3] B.Carsten, "Design techniques for transformer active reset circuit at high frequencies and power levels," in proc. HFPC, 1990, pp.235-246.