

능동 클램프형 전류원 하프브리지 컨버터의 효율 특성 분석

*박진주, *임정규, *정세교, **송유진
*경상대학교, **한국에너지기술연구원

Efficiency analysis of active-clamped current-fed half-bridge converter

*Jin-Ju Park, *Jeong-Gyu Lim, *Se-Kyo Chung, **Yujin Song
*Gyeongsang National University, **Korea Institute of Energy Research

ABSTRACT

An active clamped current fed half bridge converter is used for front end converter for grid connection of low voltage energy sources. In this paper, theoretical analysis on the loss and efficiency for an active clamped current fed half bridge converter is presented. To analyze the loss of the presented converter, the RMS current of each device is derived and it's loss is calculated. The comparison between simulation result and computed value is presented to verify the validity of the theoretic results.

1. 서론

능동 클램프형 전류원 하프브리지 컨버터는 입력전류 리플이 작고, 스위칭 손실이 적어 계통연계 시스템과 같이 높은 승압비를 요구하는 시스템에 적용된다.^{[1][2]} 하지만 고효율을 요구하는 이러한 컨버터에 대한 체계적인 해석과 설계방법은 제시되지 않고 있다. 따라서 본 논문에서는 능동 클램프형 전류원 하프브리지 컨버터의 손실 요인에 대한 분석, 설계 파라미터에 따른 효율특성 해석을 수행하여 컨버터의 설계 시 최적의 효율을 얻을 수 있는 방법을 제시하고자 한다. 또한, 효율특성에 따른 이론적인 해석을 제시하고 시뮬레이션을 통하여 이를 검증한다.

2. 제시된 컨버터의 손실요인 분석

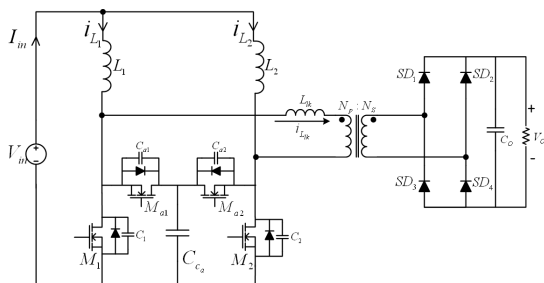


그림 1. 능동 클램프형 전류원 하프브리지 컨버터

2.1 주요 손실 소자의 RMS전류식 유도

능동 클램프형 전류원 하프브리지 컨버터는 높은 승압비에 유리한 전류원 컨버터의 형태를 띠고 있으며 능동형 클램프 회

로를 추가하여 누설 인덕터에 의한 스위치 스트레스를 줄여 손실을 최소화 할 수 있다. 하지만 높은 효율을 얻기 위해서는 정확한 컨버터의 설계가 이뤄져야 하므로 각 주요 소자에서 발생하는 손실에 대한 분석이 선행되어야 한다. 높은 손실이 야기되는 소자로는 부스트 인덕터 L_1 과 L_2 , 누설 인덕터 L_{lk} , 주 스위치 M_1 과 M_2 , 보조 스위치 M_{a1} 과 M_{a2} , 2차 측 정류다이오드 $SD_1 \sim SD_4$, 변압기 1, 2차측 권선이 고려된다. 본 절에서는 위에서 언급한 주요 소자에 흐르는 RMS 전류식을 유도하여 각 소자에 흐르는 정확한 손실을 확인한다.

2.1.1 부스트 인덕터 L_1 , L_2 의 RMS 전류

부스트 인덕터 L_1 , L_2 는 180° 의 위상차를 갖고 동일한 동작을 하므로 두 인덕터 전류가 같다는 가정 하에 L_1 의 전류식만 유도하였다.

$$I_{L1,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} \alpha_{L_{D1}}^2 dt + \int_0^{(1-D)Ts} \alpha_{L_{D2}}^2 dt \right]} \quad (1)$$

위 식(1)에서, $\alpha_{L_{D1}}$ 와 $\alpha_{L_{D2}}$ 는 각각 $\frac{P_o}{2V_{in}} - \frac{V_{in}DT_s}{2L_1} + \frac{V_{in}t}{L_1}$, $\frac{P_o}{2V_{in}} + \frac{V_{in}DT_s}{2L_1} - \frac{V_{ca} + V_{in}}{L_1}t$ 이고, 시비율 $D \geq 0.5$ 이다.

2.1.2 누설 인덕터 L_{lk} 의 RMS 전류

누설 인덕터는 편의상 기술기에 따라 구간을 D_1 , D_2 , D_3 로 나누어 식을 유도하였으며, 각 구간은 $D_1 = 1-D$, $D_3 = 0.5-D_1-D_2$,

$$D_2 = \frac{-D_1 + \sqrt{D_1^2 + \beta}}{2}, \beta = \frac{4L_{lk}N^2}{R_sT_s} \text{로 정의한다.}$$

$$I_{Llk,rms} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[\int_0^{D_1T_s} \{\alpha_{L_{B1}}\}^2 dt + \int_0^{D_2T_s} \{\alpha_{L_{B2}}\}^2 dt \right]} \quad (2)$$

위 식(2)에서 $\alpha_{L_{B1}}$ 와 $\alpha_{L_{B2}}$ 은 각각 $\frac{(V_{ca} - V_o/N)}{L_{lk}}t$, $\frac{(V_o/N)D_2T_s + (-V_o/N)t}{L_{lk}}$ 와 같다.

2.1.3 주 스위치 M_1 , M_2 의 RMS 전류

주 스위치 M_1 과 M_2 역시 180° 의 위상차를 갖고 동일한 동작을 하므로 M_1 의 전류식만 유도한다.

$$I_{M1,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} [\alpha_{M1} + \alpha_{M2} + \alpha_{M3} + \alpha_{M4} + \alpha_{M5}]} \quad (3)$$

위 식에서 $\alpha_{M1} \sim \alpha_{M5}$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\alpha_{M1} = \int_0^{D_1T_s} \left[I_{inD1} + \left\{ \frac{V_{in}}{L_1} + \frac{V_o/N}{L_{lk}} \right\} t \right]^2 dt \quad (4)$$

$$\alpha_{M2} = \int_0^{D_3T_s} \left[I_{inD2} + \left\{ \frac{V_{in}}{L_1} + \frac{V_o/N}{L_{lk}} \right\} t \right]^2 dt \quad (5)$$

$$\alpha_{M3} = \int_0^{D_1 T_s} \left[I_{init3} + \left\{ \frac{V_{in}}{L_1} - \frac{(V_{ca} - V_o/N)}{L_{lk}} \right\} t \right]^2 dt \quad (6)$$

$$\alpha_{M4} = \int_0^{D_2 T_s} \left[I_{init4} + \left\{ \frac{V_{in}}{L_1} - \frac{V_o/N}{L_{lk}} \right\} t \right]^2 dt \quad (7)$$

$$\alpha_{M5} = \int_0^{D_3 T_s} \left[I_{init5} + \frac{V_{in}}{L_1} t \right]^2 dt \quad (8)$$

또한, 위 $\alpha_{M1} \sim \alpha_{M5}$ 의 식에 표시된 $I_{init1} \sim I_{init5}$ 는 그림 2에서 확인할 수 있듯이 각 구간별 파형의 초기 값을 의미한다.

2.1.4 보조 스위치 M_{a1} , M_{a2} 의 RMS 전류

보조 스위치 M_{a1} 과 M_{a2} 역시 180° 의 위상차를 갖고 동일한 동작을 하므로 M_{a1} 의 전류식만 유도한다.

$$I_{M_{a1}, rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{D_1 T_s} \{\alpha_{Ma1} + \alpha_{Ma2}\}^2 dt \right]} \quad (9)$$

$$\alpha_{Ma1} = - \left\{ \frac{P_o}{2V_{in}} + \frac{V_{in} D T_s}{2L_1} \right\} \quad (10)$$

$$\alpha_{Ma2} = \left\{ \frac{V_{ca} - V_o/N}{L_{lk}} - \frac{-V_{ca} + V_{in}}{L_1} \right\} t \quad (11)$$

2.1.5 2차측 다이오드 $SD_1 \sim SD_4$ 의 RMS 전류

2차측 다이오드는 서로 다른 구간에서 동작 하지만 $SD_1 \sim SD_4$ 의 다이오드는 모두 누설 인덕터의 전류를 반파 정류하는 형식을 띠므로 SD_1 의 전류식만 유도한다.

$$I_{SD1, rms} = \frac{1}{N} \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{D_1 T_s} \alpha_{L_{lk}}^2 dt + \int_0^{D_2 T_s} \alpha_{L_{lk}}^2 dt \right]} \quad (12)$$

2.2 유도된 RMS 전류식의 검증

표 1. 제시된 컨버터의 상세 조건

항목	값	항목	값
V_{in}	24 [V]	N	3
V_o	200 [V]	L_1, L_2	150 [μ H]
P_o	400 [W]	L_{lk}	13.11 [μ H]
fs	50000 [Hz]	D	0.8
$R_{DS(on)}$ (스위치)	0.075 [Ω]	V_{drrp} (2차측 다이오드)	0.95 [V]
1차 권선 내부저항	5.22[m Ω /m]	2차 권선 내부저항	21 [m Ω /m]

표 2. 유도된 식의 결과와 시뮬레이션 결과의 RMS 전류값 비교

항목	시뮬레이션 결과	계산 결과	오차율[%]
부스트 인덕터	8.264	8.244	0.242
누설 인덕터	8.079	8.075	4.951×10^{-4}
주 스위치	11.558	11.541	1.471×10^{-3}
보조 스위치	2.443	2.451	3.275×10^{-3}
2차측 다이오드	1.903	1.903	0

위에서 유도한 수식의 검증을 위하여, 표 1에 제시된 파라미터를 이용한 시뮬레이션을 통해 얻은 결과의 소자별 RMS 전류와 유도된 수식의 결과를 비교한 내용을 표 2에 작성하였다.

3. 실제 파라미터에 따른 손실전력 및 효율특성

그림 2는 표 1의 조건으로 회로를 동작했을 때 발생하는 소자별 손실전력을 나타낸 것이다. 수치적으로 주 스위치와 2차측 다이오드에서 전력손실이 큰 것을 확인할 수 있다. 전체 손실 중 각 소자의 손실이 차지하는 비율을 그림 3에서 확인할 수 있다. 비율상 주 스위치와 2차측 다이오드가 손실의 대부분임을 확인할 수 있다. 또한, 그림 3은 시비율 증가에 따른 각 소자별 손실전력을 나타낸다. 시비율이 증가할수록 주 스위치

와 2차측 다이오드의 손실이 증가할 뿐 아니라 전체적인 손실도 함께 증가하는 것을 확인할 수 있다.

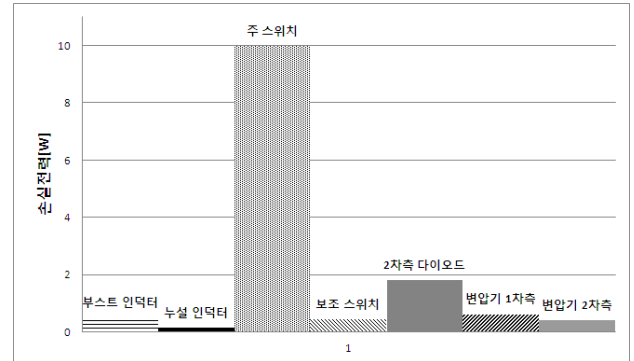


그림 2 시비율 0.8에서의 주요 소자의 손실 비율

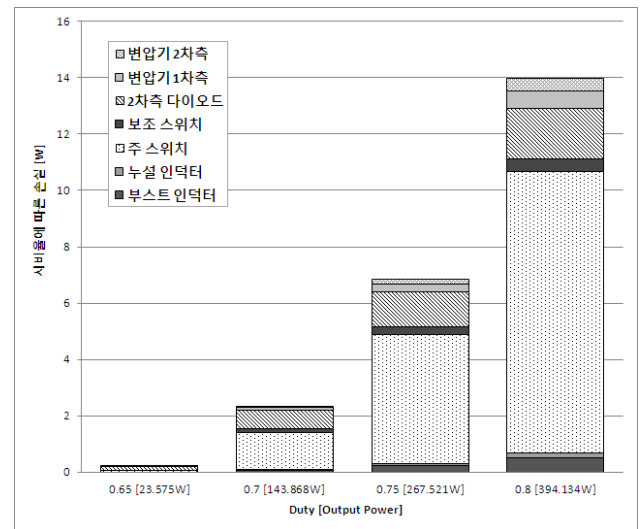


그림 3 시비율 변화에 따른 주요 소자의 손실 비교

4. 결론

본 논문에서는 능동 클램프형 전류원 하프브리지 컨버터의 손실요인에 대한 분석, 설계 파라미터에 따른 효율특성을 수행하였다. 손실 분석을 위하여 소자별 RMS 전류를 유도하고 함께 손실 계산을 수행하였다. 이론적 효율분석을 통한 결과, 주 스위치에서의 전력손실이 가장 큰 것을 확인하였고, 시비율이 증가함에 따라 전체 손실과 함께 주 스위치의 손실이 가장 큰 폭으로 증가하는 것을 확인하였다.

이 논문은 한국에너지기술연구원의 지원으로 수행된 연구 결과입니다.

참 고 문 헌

- [1] P.J. Wolfs, "A Current Sourced DC DC Converter Derived via the Duality Principle from the Half Bridge Converter", *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, Vol. 40, No. 1, pp. 139-144, 1993, FEBRUARY.
- [2] S. K. Chung, "Active Clamped Three Phase Isolated Boost Converter with Series Output Connection for High Step Up Applications", in *Proc. IEEE ECCE 2010*, pp. 1090-1097.