

전류연속 모드로 동작하는 탭인덕터 부스트 컨버터의 설계

강정일*, 한상규**, 한중희*
삼성전자*, 국민대학교**

Design of Tapped-Inductor Boost Converter Operating in Continuous Conduction Mode

Jeong il Kang*, Sang Kyoo Han**, Jonghee Han*
Samsung Electronics*, Kookmin University**

ABSTRACT

본 논문에서는 전류연속 모드로 동작하는 탭인덕터 부스트 컨버터 회로소자의 주요 전류 및 전압 스트레스에 관한 수식을 유도하고, 최적설계를 도출할 수 있는 실용적인 설계기준을 제안하며, 실험을 통해 설계의 유효성을 검증한다.

1. Introduction

최근 재생 에너지에 관한 관심이 높아지면서 그림 1에 보인 탭인덕터 부스트 회로가 많은 관심을 끌고 있다.^[1,2] 이 회로는 기존의 부스트 회로 대비 탭인덕터에 의한 승압작용이 더해져 스위치 내압의 추가적인 상승 없이 보다 높은 승압비를 얻을 수 있는 장점이 있는 반면, 회로설계의 자유도가 증가함에 따라 최적설계의 난이도는 크게 증가하게 된다.

본 논문에서는 높은 입력전류의 고승압비 응용에 유리한 전류연속 모드로 동작하는 탭인덕터 부스트 컨버터에 대해 주요 스트레스를 수식을 통해 정량화하고, 최적설계를 도출할 수 있는 실용적인 설계기준을 제안하며, 12V 입력, 120W 30W 출력의 LED 조명 사례를 통해 설계의 유효성을 검증한다.

2. Steady-state Analysis

탭인덕터의 1차측 자화 인덕턴스 L_m , 1차측 권선저항 R_p , 스위치 도통저항 R_{ds} 외의 모든 기생성분은 무시하며, V_i , V_o , I_o 는 리플 없이 일정하다고 가정한다. 스위치 M_1 은 주파수 f 와 듀티 D 로 동작하며, 탭인덕터의 1, 2차 턴 수는 각각 N_p 과 N_s 라 하고, 전개의 편의 상 $k=1+N=1+N_s/N_p$ 라 한다.

먼저, 부하저항 R_o 를 가정하면 탭인덕터 부스트 회로의 정상상태 승압비를 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1+ND}{1-D + \frac{k^2D}{1-D} \left(\frac{R_p}{R_o} + \frac{R_{ds}}{R_o} \right) + \frac{R_p}{R_o}} \quad (1)$$

그림 2는 몇 가지 N 에 대해 식 (1)을 D 의 함수로 도시한 것이다. 파선은 $R_p/R_o=R_{ds}/R_o=0$ 인 이상적인 경우를 보이며, 실선은 $R_p/R_o=R_{ds}/R_o=0.003$ 인 경우를 가정한 것이다. 듀티가 1에 근접할수록 승압비가 무한히 증가하는 이상적인 경우에 비

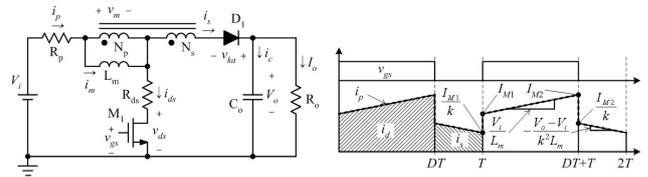


그림 1 탭인덕터 부스트 컨버터와 주요 동작파형
Fig. 1 Tapped-Inductor Boost Converter and key waveforms

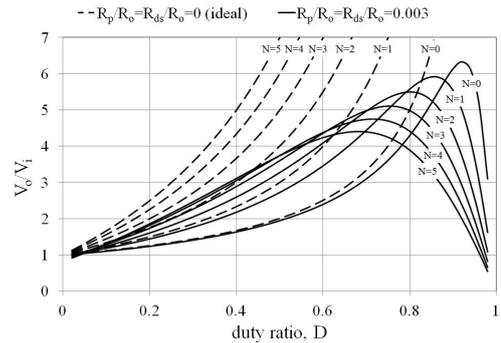


그림 2 몇 가지 N에 대한 승압비 곡선
Fig. 2 Step-up curves for different values of N

해 기생저항을 고려한 경우 승압비가 더 이상 증가하지 못하는 승압 한계를 확인할 수 있다. 또한, N 이 클수록 이상적 승압비와의 차이가 커지고 승압 한계가 나타나는 듀티와 승압 한계점에서의 최대 승압비가 낮아짐을 알 수 있다. 이는 N 이 클수록 주어진 입력력 조건에 대한 동작 듀티가 낮아져 1차 전류의 실효치 및 이에 의한 손실이 증가함에 따르는 현상이다.

출력전류 I_o 는 i_s 의 평균과 같고, M_1 이 on인 동안 i_p 의 증분은 DV_i/L_{mf} 와 같음을 이용하면 I_{M1} 과 I_{M2} 를 구할 수 있다.

$$I_{M1} = \frac{I_o}{D} \left(\frac{V_o}{V_i} - 1 \right) - \frac{DV_i}{2L_{mf}}, I_{M2} = \frac{I_o}{D} \left(\frac{V_o}{V_i} - 1 \right) + \frac{DV_i}{2L_{mf}} \quad (2)$$

스위칭 소자 M_1 과 D_1 의 off 전압 V_{ds} 와 V_{ka} 는 다음과 같다.

$$V_{ds} = V_i/(1-D), V_{ka} = (V_o - V_i)/D \quad (3)$$

각 전류의 RMS 값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
I_{ds,RMS} &= \frac{V_o - V_i}{\sqrt{D} V_i} \sqrt{I_o^2 + \frac{1}{12} \left(\frac{DV_i}{L_m f} \right)^2 \left(\frac{DV_i}{V_o - V_i} \right)^2} \\
I_{s,RMS} &= \sqrt{\frac{1}{1-D}} \sqrt{I_o^2 + \frac{1}{12} \left(\frac{DV_i}{L_m f} \right)^2 \left(\frac{DV_i}{V_o - V_i} \right)^2} \\
I_{p,RMS} &= \sqrt{I_{ds,RMS}^2 + I_{s,RMS}^2}, I_{c,RMS} = \sqrt{I_{s,RMS}^2 - I_o^2}
\end{aligned} \quad (4)$$

3. Design consideration

직관적인 내용의 전개를 위해 $V_i=12V$, $V_o=120V$, $I_o=0.25A$ 의 예시 사양을 가정한다. 그림 3은 이를 만족하는 조건 하에 듀티에 대한 각 스트레스의 경향을 보인 것이다. 듀티가 낮을수록 높은 탭인덕터 턴 비가 요구되어 V_{ds} 는 감소하나 V_{ka} 와 1차 권선의 실효치는 급격히 증가한다. 본 논문에서는 스위치 소자의 선정기준을 세우고, 이를 최소한으로 만족하는 선에서 D 와 N 을 결정할 것을 제안한다.

코어의 효율을 고려하여 최대 자속밀도를 B_{pk} 로 제한하면, 코어의 공극을 l_g , 단면적을 A_c 라 할 때, 아래의 관계가 있다.

$$N_p I_{M2} = l_g B_{PK} / \mu_0, L_m = N_p^2 \mu_0 A_c / l_g \quad (5)$$

식 (2), (5)를 이용하여 아래와 같이 N_p 를 구할 수 있다.

$$N_p = \frac{DV_i}{V_o - V_i} \left\{ \frac{l_g B_{PK}}{2\mu_0 I_o} + \sqrt{\left(\frac{l_g B_{PK}}{2\mu_0 I_o} \right)^2 - \frac{(V_o - V_i) l_g}{2\mu_0 A_c}} \right\} \quad (6)$$

탭인덕터의 1, 2차 권선의 단면적을 A_p , A_s 라 하고, 턴 당 평균 길이를 MLT_p , MLT_s 라 하고, 권선창 면적을 A_w , fill factor를 K_u 라고 할 때, 권선의 도통손실은 아래와 같다.

$$P_w = \frac{\rho I_{s,RMS}^2 (N_p N)^2 MLT_s}{K_u A_w - N_p A_p} + \frac{\rho I_{p,RMS}^2 N_p MLT_p}{A_p} \quad (7)$$

식 (7)을 최소화하는 A_p 를 아래와 같이 구할 수 있다.

$$A_p = \frac{K_u A_w / N_p}{1 + N \frac{V_i \sqrt{D}}{\sqrt{DV_i^2 + (1-D)(V_o - V_i)^2}} \sqrt{\frac{MLT_s}{MLT_p}}} \quad (8)$$

한편, 탭인덕터의 코어손실은 아래 값에 비례한다.

$$\Delta B = \frac{V_i}{N_p A_c f} \frac{V_o - V_i}{NV_i + V_o} \quad (9)$$

코어의 공극은 탭인덕터 제조사의 관리 기준 및 도통손실과 코어손실 간의 트레이드오프를 고려하여 결정한다.

4. Design Example

$V_i=12V$, $V_o=120V$, $I_o=0.25A$ 사양의 조명용 LED 구동을 위한 시작품을 설계 및 검증한다. 스위칭 주파수는 주변 회로와의 영향을 고려하여 100kHz로 정한다. 100V 내압의 스위치

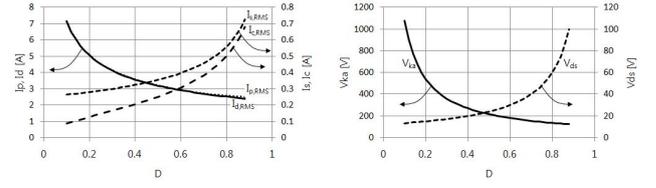


그림 3 주요 스트레스 경향 ($V_i=12V$, $V_o=120V$, $I_o=0.25A$)
Fig. 3 Trend of key stresses ($V_i=12V$, $V_o=120V$, $I_o=0.25A$)

를 사용하고자 하며, 누설 인덕턴스로 인한 턴 오프 스파이크를 감안하여 V_{ds} 는 50V 이하가 되도록 하기 위해 $D=0.7$, $N=3$ 으로 결정한다. 코어의 사양에서 얻어지는 파라미터 $K_u=0.6$, $A_c=75mm^2$, $A_w=17.6mm^2$, $MLT_p=MLT_s=37mm$ 를 가정하고, 포화 자속밀도가 0.41T인 재질을 가정하여 $B_{pk}=0.31T$ 로 하고, 공극의 길이 $l_g=0.2mm$ 로 하면, $N_p=13$, $N_s=39$, $L_m=80\mu H$, $A_p=0.55mm^2$, $A_s=0.085mm^2$ 와 같이 각 파라미터를 결정할 수 있다. 스위치는 100V 34mΩ 사양의 AOD2916을 선정하고, 다이오드는 200V 1A 사양의 ES1D를 선정한다.

상기 사양으로 제작된 시작품의 동작 파형을 그림 4에 보이고 있다. 회로의 효율은 92%가 측정이 되었으며, 자기결합 소자의 필연적인 문제인 누설 인덕턴스로 인한 약 40V 수준의 턴 오프 스파이크를 v_{ds} 파형에서 확인할 수 있다. 스너버를 이용하여 이를 억제하면 보다 낮은 내압의 스위치를 사용하는 것도 가능하다.

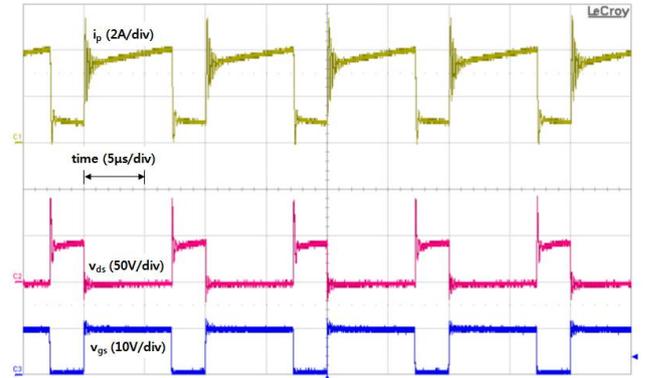


그림 4 30W 12V-120V LED 구동회로 시작품의 주요 실험 파형
Fig. 4 Key waveforms from 30W 12V-120V LED driver prototype

5. Conclusion

본 논문에서는 탭인덕터 부스트 컨버터의 주요 스트레스를 정량적으로 분석하여 최적설계를 위한 기준을 제안하였으며, 실험을 통해 유도된 식과 설계의 유효성을 검증하였다.

References

- [1] 강정민, 이상현, 홍성수, 한상규, “고승압비를 갖는 전압 클램프 탭인덕터 부스트 컨버터”, 전력전자학회 논문지, 제 17권, 제 1호, pp. 34 40, 2012년 2월.
- [2] N. Vazquez, L. Estrada, C. Hernandez, E. Rodriguez, “The Tapped Inductor Boost Converter”, IEEE ISIE, pp. 538 543, June 2007.