

ZVT PWM Boost 컨버터에 있어서의 역률개선

김진성¹, 김양모²
충남대학교 전기공학과

Power Factor Correction in ZVT PWM Boost Converter

Jin-Sung Kim¹, Yang-Mo Kim

Dept. of Electrical Engineering, Chung-Nam National Univ.

Abstract

This paper presents the study on the development of the power factor correction converter with ZVT Boost converter, which is better than the conventional PWM Boost converter to increase the switching frequency for high density and lower stress of switch. A simple DC and small signal model for the power factor correction converter with constant switching frequency is derived. The guide line for design of controller is summarized.

I. 서론

전자 통신 장비, 빛데리 총전 및 인버터의 직류전원을 상용전원에서 직접 얻기 위한 교류-직류 정류 컨버터의 필요성이 꾸준히 증가되고 있다.[1]

오래 전부터 철두-정류 방식의 정류회로가 많이 쓰여지고 있었으나, 이 방식은 부하변동에 따라 정류기 출력전압의 맥동이 증가되면서 역률이 0.5~0.6 수준으로 저하되어 교류측의 전력공급 능력을 감소시키며, 입력전류는 펄스형태로 공급되기 때문에 고조파 전류에 의한 전자파가 증가되는 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 단위 역률(Unity Power Factor) 정류기 개발이 지속되어 왔다. 이때 많이 사용되는 컨버터로는 승압형(Boost) 컨버터가 선로 입력전압의 전역을 이용할 수 있는 장점으로 인하여 가장 많이 사용되고 있다.[2]

한편, 이때 사용되는 컨버터의 전력밀도를 증가시키기 위하여 스위칭 주파수를 증가시킬 때, 기존 PWM(Pulse Width Modulation) 컨버터의 경우 스위칭 소자의 스위칭 순서 및 스트레스 증가와 기생요소로 인한 효율 감소 등의 문제가 발생된다. 이러한 문제를 해결하기 위해서, 공진방식의 스위칭 기법을 이용하였다. 이 경우, 스위칭 순서는 감소시킬 수 있으나 공진에 의한 스트레스 증가 및 전도손실이 증가되고, 기반주파수로 스위칭 되기 때문에 필터설계가 어려워지고 기존 연구된 PWM 제어기법 적용의 어려움이 발생된다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 기존의 PWM방식과 공진방식 각각의 장점을 이용할 수 있는 ZVT(Zero Voltage Transition) 컨버터의 연구가 꾸준히 진행되어지고 있다.[3]

본 논문에서는 ZVT PWM Boost 컨버터를 이용한 1kW급 역률개선 교류-직류 컨버터 구현을 위한 연구를 수행하였다. 단위역률을 갖는 ZVT Boost 컨버터의 동작해석과 설계를 위하여 제어기를 포함한 컨버터의 선형 시뮬레이션 및 소신호 모델을 유도하였다. 또한, 입력전압과 부하의 변화에 대하여 출력전압을 일정하게 유지하기 위한 인덕터 전류 제어에는 컨버터의 연속 및 불연속 모드에 적합하고 노이즈에 강한 특성을 갖는 평균전류제어(Average Current Mode Control)를 채택하였다. 또한 스위칭 주파수 1/2까지 적용 가능한 제어기의 설계를 위한 설계기준을 정리하였다.

II. ZVT PWM Boost 컨버터의 해석

그림 1의 주회로는 ZVT-PWM Boost 컨버터이다. 주스위치의

영전압 스위칭을 얻기 위해 기존의 Boost PWM 컨버터에 추가적인 보조 공진형 링크회로를 삽입하였다. 캐퍼시터 C_o , C_{sa} , 그리고 C_{di} 은 각각 주 스위치 S , 보조 스위치 S_a , 그리고 보조 다이오드 D_i 의 내부 기생 캐퍼시턴스이다. 보조회로를 제외하고는 기존 PWM 컨버터와 유사하며 스위치 스트레스 및 전도손실을

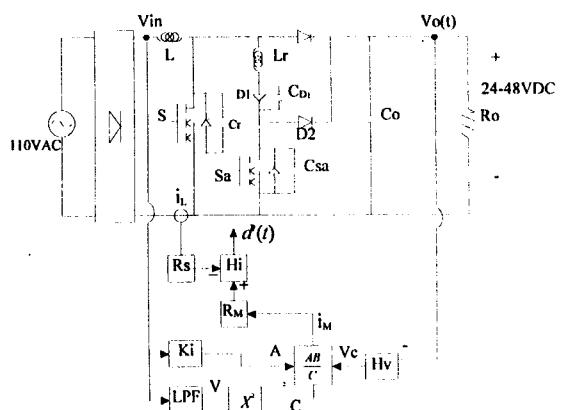


그림 1. 제어기를 포함한 ZVT PWM Boost 컨버터의 구성도

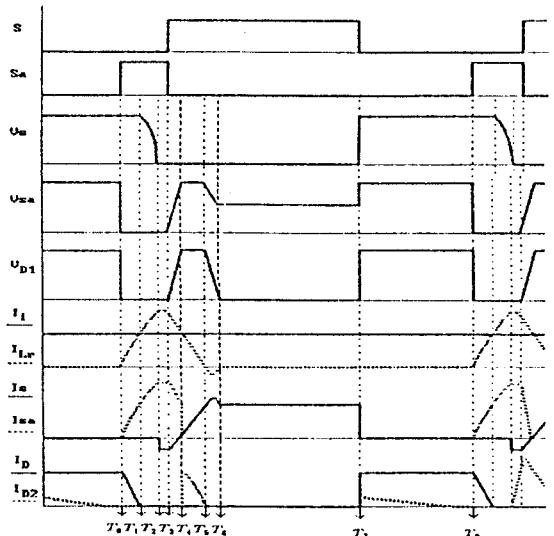


그림 2. ZVT PWM Boost 컨버터의 동작 파형

크게 줄일 수 있다. 스위칭 1주기 동안의 동작 순서는 보조스위치를 먼저 터온(Turn-on)한 후 주스위치의 기생 커파시턴스와 공진 인덕터간의 공진기간 중 주스위치의 양단 전압이 영이 될 때 주스위치를 터온, 보조스위치를 터오프(Turn-off)한다. 이후 동작은 기존 PWM Boost 컨버터와 동일하고, 기존 Boost 컨버터와 전달함수 특성이 매우 유사하다. ZVT PWM Boost 컨버터의 동작 과정은 그림 2와 같이 얻어진다.

III. 역률 개선 ZVT Boost 컨버터의 모델링

1. 컨버터 모델링

그림 1에 제시된 ZVT Boost 컨버터를 모델링 할 때는 선전류가 입력전압 파형을 충실히 추종하는 것으로 가정하여, 한 주기에 걸쳐 평균화된 평균 전력 관계를 이용하여 모델을 도출한다. 이때 ZVT Boost 컨버터는 출력력 평균전력이 같으며(동작간 손실을 무시), 연속모드의 전압전압비는 기존 PWM Boost 컨버터와 같은 것으로 가정하였다.

따라서 역률개선 ZVT Boost 컨버터는 다음 식과 그림 3과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{in}(t) = d'(t) \cdot v_0(t) \quad (1)$$

$$i_0(t) = d'(t) \cdot i_i(t) \quad (2)$$

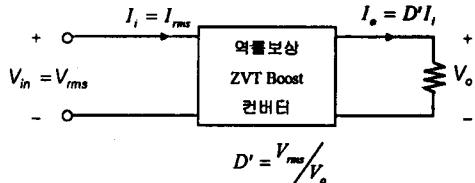


그림 3. 역률개선 ZVT Boost 컨버터의 입출력 관계

가. 정상상태 모델링

정상상태에서 컨버터의 평균 입력 출력력 관계식은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$V_{in} \cdot I_i = V_s \cdot I_s = V_0 \cdot I_0 \quad (3)$$

$$D' = 1 - D = V_m / V_0 = I_0 / I_i \quad (4)$$

이기서 V_{in}, I_i, V_0, I_0 는 안정상태에서의 입력력 전압, 전류이다. 그러나, 역률보정용 컨버터의 경우 입력 전압, 전류는 정류된 정현파이므로 맥동성분을 갖고 있다. 따라서 정상상태 변수는 다음과 같이 표현된다.

$$v_{o,ss}(t) = v_o + v_{o,ss}(t) \quad (5a)$$

$$v_{in,ss}(t) = v_{rms} + v_{in,r}(t) \quad (5b)$$

$$i_{i,ss}(t) = I_i + i_{i,r}(t) \quad (5c)$$

$$d's(t) = D' + d'r(t) \quad (5d)$$

여기서, 'ss', ' $\hat{\cdot}$ '은 안정상태 성분 및 맥동성분을 의미한다. 안정상태에서 식 (5)를 식 (1),(2)에 대입하여 선형시스템으로 근사화시키면 다음과 같다. 출력 커파시턴스는 매우 큰 값으로 가정한다.

$$v_{in,ss}(t) = v_{in} + D' v_{0,r}(t) + d'r(t) \cdot V_0 \quad (6)$$

여기서,

$$v_{in,r}(t) = D' v_{0,r}(t) + d'r(t) \cdot V_0 \quad (7)$$

따라서, $v_{in,r}(t)$ 와 $i_{0,r}(t)$ 는 다음과 같이 된다.

$$v_{in,r}(t) = D' v_{0,r}(t) + d'r(t) \cdot V_0 \quad (8)$$

$$i_{0,r}(t) = D' i_{i,r}(t) + d'r(t) \cdot I_i + d'r(t) \cdot i_{i,r}(t) \quad (9)$$

식 (9)의 우변 3항은 각각 정류된 동상의 정현파용이므로 직류 성분과 선전압 주파수 4배의 쪽수 고조파 성분으로 구성되나 출력 단위의 매우 큰 커파시티에 의해 필터링되므로 직류성분으로 변환된다. 따라서 $i_{o,r}(t)$ 는 다음 식과 같이 표현된다.

$$i_{o,r}(t) = D'i_{i,r}(t) + d'r(t) \cdot I_i + I_{dc} \quad (10)$$

여기서 I_{dc} 는 $d'r(t) \cdot i_{i,r}(t)$ 의 직류성분이고, 따라서 식 (6)-(10)으로부터 정상상태의 선형모델은 그림 4와 같이 표현될 수 있다.

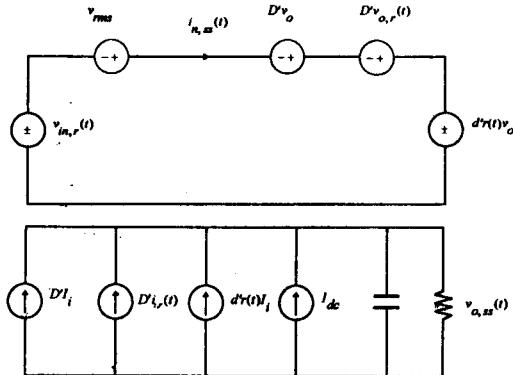


그림 4. 역률개선 ZVT Boost 컨버터의 정상상태 선형동가모델

나. 소신호 모델링

식 (1), (2)의 출력력 전압, 전류 미소변화에 대하여 변수를 정리하면 식 (11), (12)와 같이 되고 이로부터 컨버터의 소신호 등가모델은 그림 5와 같이 된다.

$$\widehat{v}_{in}(t) = D' \widehat{v}_o(t) + \widehat{d'}(t) \cdot V_0 \quad (11)$$

$$\widehat{i}_o(t) = D' \widehat{i}_i(t) + \widehat{d'}(t) \cdot I_i \quad (12)$$

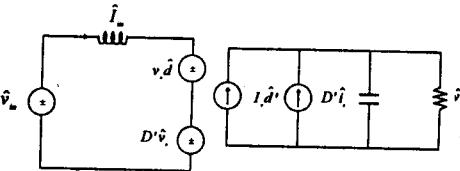


그림 5. 역률개선 ZVT Boost 소신호 등가모델

2. 제어기 모델링

그림 1에서 나타난 바와 같이 역률개선 ZVT Boost 컨버터는 정류된 입력전압 파형을 입력전류가 추종하도록 제어된다. 또한 출력 전압 및 부하의 변화를 추종토록 평균전류모드로 제어되는 전류 투프와 출력전압을 제어신호로 하는 전압 투프로 구성되어 있다.

가. 정상상태 모델링

그림 1의 승제기 출력은 개루우프의 정상상태의 평균값을 나타내고 있다. 정상상태에서 승제기의 변수는 다음과 같다.

$$i_M(t) = \frac{K_i V_{in}(t) V_c(t)}{V^2(t)} \quad (13)$$

$$v_{c,ss}(t) = V_c + v_{c,r}(t)$$

$$v_{ss}(t) = V + v_r(t)$$

$$v_{in,ss}(t) = V_{rms} + v_{in,r}(t)$$

$$i_{M,ss}(t) = I_M + i_{M,r}(t) \quad (14)$$

식 (14)를 (13)에 대입하면, $i_{M,ss}(t)$ 에 대하여 정리하면, 식 (15)와 그림 1과 같이 선형 시불변 정상상태 모델이 된다.

$$i_{M,ss}(t) = \frac{K_i V_{rms} V_c}{V^2} + \frac{K_i V_{rms} V_{cr}(t)}{V^2} + \frac{K_i V_c v_{in,r}(t)}{V^2} - \frac{2 V_{rms} v_r(t)}{V^2} \quad (15)$$

나. 소신호 모델링

소신호 변화가 있는 경우, 식 (13)은 식 (16)과 같이 소신호 모델 식으로 표현된다.

$$\widehat{i}_M(t) = \frac{K_i V_{rms} \widehat{v}_c(t)}{V^2} + \frac{K_i V_c \widehat{v}_{in}(t)}{V^2} - 2 \frac{I_M}{V} \widehat{v}_r(t) \quad (16)$$

그림 6은 식 (16)을 도식화한 제어기의 소신호 모델이다.

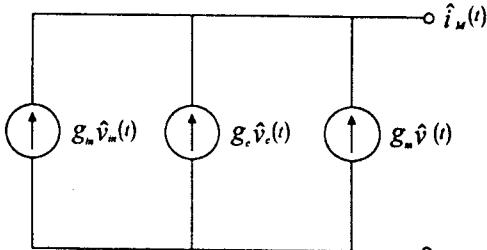


그림 6. 개류우프 제어기의 소신호 모델

$$\text{여기서, } g_m = \frac{K_m V_c}{V^2}, \quad g_c = \frac{K_c V_{rms}}{v^2}, \quad g_a = -2 \frac{I_M}{V}$$

그림 5와 6은 컨버터의 PWM 스위치와 제어기의 승제기로 대체하면, 원전한 양률개선 ZVT Boost 컨버터의 소신호 모델이 된다.

3. 제어기 설계

그림 7은 페루우프 제어를 포함한 양률개선 ZVT Boost 컨버터의 소신호 모델이다. 여기서, $H_e(s)$ 는 샘플링효과, F_m 은 PWM 변조이득, R_s 는 전류센서 전달비이다.

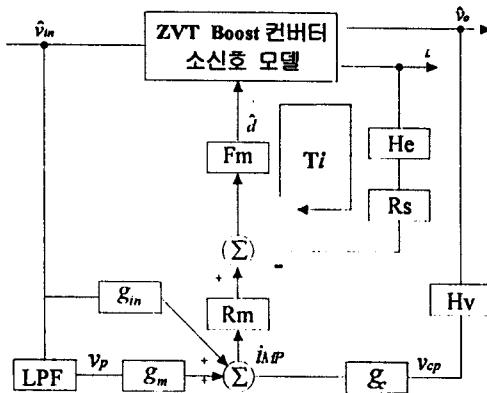


그림 7. ZVT Boost 컨버터의 소신호 모델

소신호 입력전압, 출력전압 시비율-인덕터전류(입력전류) 입력 전압, 인덕터 전류, 시비율 출력전압은 전달함수는 다음과 같이 유도된다. 저항부하의 경우는

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{in}} = G_{rv}(s) = \frac{1}{D'} \cdot \frac{sCR}{\Delta(s)} + 1 \quad (17)$$

$$\frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{v}_{in}} = G_{iv}(s) = \frac{1}{D'^2} \cdot \frac{(sCR+1)(1-sLRD'^2)}{2s} \quad (18)$$

$$\frac{\hat{i}_o}{\hat{v}_{in}} = G_{ic}(s) = \frac{1}{RD'^3} \cdot \frac{1+sCR}{\Delta(s)} \quad (19)$$

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = G_{id}(s) = \frac{2V_{rms}}{RD'^3} \cdot \frac{1+sCR/2}{\Delta(s)} \quad (20)$$

$$H_e(s) = \frac{s^2}{w_s^2} + \frac{s}{w_s Q_s} + 1 \quad (21)$$

$$\text{여기서, } w_s = \frac{\pi}{T_s}, \quad Q_s = -\frac{2}{\pi}$$

$$\Delta(s) = \frac{s^2}{w_0^2} + \frac{s}{w_0 Q_0} + 1 \quad (22)$$

$$\text{여기서, } w_0 = D' / \sqrt{LC}, \quad Q_0 = R/Lw_0$$

보상전력부하의 경우는

$$\Delta(s) = \frac{s^2}{w_0^2} - \frac{s}{w_0 Q_0} + 1 \quad (23)$$

$$G_{id}(s) = \frac{V_{rms}}{D'^3} \cdot \frac{sC}{\Delta(s)} \quad (24)$$

가. 전류 투우프 설계

평균 전류제어 투우프는 그림 7에 제시된 바와 같이 T로 나타

내어진다.

$$T_i = F_m \cdot R_s \cdot H_e(s) \cdot G_{id}(s) \quad (25)$$

여기서 평균전류로 보상하는 보상기 H 는 식 (26)과 같다.

$$H_i(s) = \frac{w_t}{s} \cdot \frac{1+s/w_{zc}}{1+s/w_k} \quad (26)$$

보상기의 영점, 극점 결정은 다음과 같이 수행된다.

- (i) 영점은 컨버터의 공진주파수 근처에 위치
- (ii) 극점은 스위칭 주파수 이후에 위치시켜 스위칭 맥동을 감소시키고, 교차주파수에서 위상지연을 최소화시킴
- (iii) 전류 투우프 직류이득은 R_s 와 W_t 로 결정함.
- (iv) 교차주파수는 샘플링 효과를 고려하여 스위칭 주파수 1/2 이하로 제한함.

나. 전압 투우프 설계

폐전류 투우프를 갖는 제어전압-인덕터전류, 제어전압-출력전압 전달함수는 다음 식과 같다.

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{F_m g_c R_M H(s) \cdot G_{id}(s)}{1 + T_i} \quad (27)$$

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{F_m g_c R_M H(s) \cdot G_{id}(s)}{1 + T_i} \quad (28)$$

식 (25) (26)을 식 (27) (28)에 대입하여 정리하면,

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = g_c \cdot \frac{R_M}{R_s} \quad (29)$$

저항부하의 경우

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = g_c \cdot \frac{R_M}{R_s} \cdot \frac{V_{rms}}{v_o} \cdot \frac{R/2}{1 + sCR/2} \quad (30)$$

보정부하의 경우

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = g_c \cdot \frac{R_M}{R_s} \cdot \frac{V_{rms}}{v_o \cdot sC} \quad (31)$$

전압 투우프의 주요 성능은 다음과 같이 설계한다.

- (i) 전압 투우프 대역폭은 인덕터 전류의 왜곡을 작게 하기 위하여 선로맥동주파수의 1/4이하로 한다. (10~20Hz)수준
- (ii) 일정 전류부하의 경우 보상전달함수 H_i 에서 w_0v 는 교차주파수 이후에 위치시킨다.

$$H_v(s) = \frac{w_v}{1 + s/w_p v} \quad (32)$$

- (iii) 여기서 w_p 부하저항의 경우 H_v 에서 wzv 는 2/RC에 위치시키고, w_r 는 교차주파수 이후에 위치시킨다.

VI. 결론

본 연구에서는 기존 PWM Boost 컨버터보다 고 스위칭 주파수에 적합한 ZVT PWM Boost 컨버터를 양률개선 컨버터에 적용하였다. 양률개선 ZVT Boost 컨버터 및 제어기의 동작을 해석하고 설계를 하기 위하여 선형화된 정상상태 및 소신호 모델을 유도하였다. 또한, 제어기의 설계를 위한 설계기준을 정리하였다. ZVT PWM Boost 컨버터를 이용한 1kW급 양률개선 교류-직류 컨버터 구현을 위한 실험장치를 구성하여 제시하였다.

참 고 문 헌

- [1] F.A. Huliehel,F.C. Lee,"small signal modeling of the single phase boost high power factor converter with constant frequency control,"PESC,1992,pp475-482
- [2] L.H. Dixon," high power factor preregulators for off-line power supplies," Unidrode Seminar Proceedings, 1990,sec.12,pp1-16
- [3] G. Hua, Ching-Shan Leu, Yimin Jiang, and Fred C. Y. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters," in IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 9, No. 2, pp. 213-219, 1994 March.