

論文96-33B-10-16

Zero-Voltage-Transition Pulse-Width-Modulation Boost 컨버터의 전달 특성

(Transfer Characteristics of the Zero-Voltage- Transition Pulse-Width-Modulation Boost Converter)

金 鎮 成 *, 朴 錫 夏 *, 金 良 模 *

(Jin Sung Kim, Seok Ha Park, and Yang Mo Kim)

요 약

스위칭 모드 전원장치의 고밀도화를 위하여 스위칭 주파수를 높이는 것은 스위칭 손실 증가를 초래하게 된다. 스위칭 손실을 줄이기 위해서 많은 소프트 스위칭 컨버터가 제안되었지만, 이들 대부분 컨버터 경우 스위칭에 미치는 전압, 전류 스트레스 또는 전도손실이 증가되는 단점이 있었다. 최근 이러한 단점들을 극복할 수 있는 ZVT-PWM 컨버터가 제안되어 널리 사용되고 있다. 본 연구에서는 ZVT-PWM boost 컨버터의 동작을 해석하고 정상상태 및 소신호 모델을 도출하여 컨버터의 전달함수를 유도하였다. ZVT-PWM boost 컨버터의 전달함수는 기존 PWM boost 컨버터와 매우 유사하지만 시비율 및 스위칭 주파수에 영향을 받고 있음을 알 수 있었다.

Abstract

Increasing the switching frequency is essential to achieve the high density of switched mode power supplies, but this leads to the increase of switching losses. A number of new soft switching converters have been presented to reduce switching losses, but most of them may have some demerits, such as the increase of voltage/current stresses and high conduction losses. To overcome these problems, the ZVT-PWM converter has recently been presented. In this paper, the operation characteristics of the ZVT-PWM boost converter is analyzed, and the steady-states(DC) and small-signal model of this converter are derived and analyzed, and then the transfer functions of this converter are derived. The transfer functions of ZVT-PWM boost converter are similar to those of the conventional PWM boost converter, but the transfer characteristics are affected by the duty ratio and the switching frequency.

I. 서 론

각종 전자기기 직류전원장치로 사용되는 스위칭 모드 전원장치(SMPS)의 부피 및 중량을 감소시켜 에너지 밀도를 증가시키기 위해서는 스위칭 주파수의 증가는 불가피하다. 기존의 PWM 컨버터에서는 스위칭 주파수를 증가시키면 따라 스위칭 손실이 발생하기 때문에 고밀도화를 위한 스위칭 주파수 증가에는 한계가

있다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 여러가지 방식의 소프트 스위칭 및 공진형 컨버터 등이 연구되고 있다¹⁻⁷⁾. ZVS-QRC(Zero Voltage Switching Quasi Resonant Converter) 기법에서 능동 스위칭은 상대적으로 낮은 전류 스트레스를 받는다. 그러나 ZVS-QRC에서 능동 스위칭은 부하가 증가할수록 과도한 전압 스트레스를 받고 그 만큼 전도손실이 증가된다. ZVS-QSWC(Zero Voltage Switching Quasi Square Wave Converter) 기법에서는 전압 스트레스가 증가하지 않고 능동 스위칭과 수동 스위칭 모두 ZVS가 가능하다. 그러나 ZVS-QSWC에서 스위칭은 기존

* 正會員, 忠南大學校 電氣工學科

(Dept. of Elec. Eng., Chung-Nam Nat. Univ.)

接受日字:1996年3月27日, 수정완료일:1996年10月7日

의 PWM 컨버터 보다 두 배의 높은 대전류 스트레스를 받기 때문에 그 만큼 전도손실이 증가하게 되고, 주 스위치의 높은 턴오프(Turn-off) 전류는 턴오프 손실을 증가시키게 된다^[3~5].

최근 이러한 기존의 소프트 스위칭 컨버터가 갖고 있는 단점을 극복할 수 있는 ZVT-PWM (Zero Voltage Transition Pulse Width Modulation) 컨버터가 제안되었다^[2]. 이 컨버터는 넓은 부하 범위에서 영전압 스위칭이 가능하고 스위칭 손실의 감소가 가능하며, 또한 스위치에 미치는 전압 및 전류 스트레스를 최소화 하면서 스위칭 주기 동안 발생하는 내부 공진에 의한 전도손실을 절감할 수 있는 장점으로 인하여 앞으로 많이 이용될 것으로 예상된다.

본 연구에서는 ZVT-PWM 컨버터의 설계 및 제어에 필요한 전달함수 및 특성에 관한 연구를 수행하고자 한다. ZVT-PWM 컨버터 전달함수 도출을 위하여 그림 1에 제시된 ZVT-PWM boost 컨버터를 대상으로 이론해석 결과와 실험결과를 비교, 분석하여 이론해석의 타당성을 확인하고, 이를 바탕으로 비선형 특성을 갖는 ZVT-PWM 스위치의 정상상태(DC) 및 소신호 등가모형을 도출하고자 한다^[6]. 또한, 본 논문에서는 컨버터의 각 구성요소 기생요소를 고려하므로써 해석이 복잡하지만 스위칭 주기 동안의 컨버터 동작을 보다 자세하게 분석하고자 하였다. 도출된 스위치 등가모형을 이용하므로써 ZVT-PWM 컨버터의 정상상태 및 소신호 전달함수를 손쉽게 구할 수 있는 잇점이 있다.

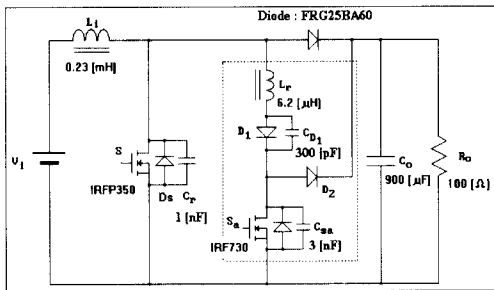


그림 1. ZVT-PWM boost 컨버터의 주회로
Fig. 1. A main circuit for the ZVT-PWM boost converter.

II. ZVT-PWM boost 컨버터의 동작 해석

그림 1은 ZVT-PWM boost 컨버터의 주회로이다. ZVT-PWM boost 컨버터의 경우 영전압 스위칭을

얻기 위해 기존 PWM boost 컨버터에 그림 1과 같이 점선으로 둘러쌓여진 보조 공진형 탱크회로를 삽입하였다. 캐패시터 Cr, Csa, 그리고 CD1은 각각 주스위치 S, 보조스위치 Sa, 그리고 보조다이오드 D1의 내부 기생캐패시턴스이다. 보조회로를 제외하고는 기존 PWM 컨버터와 유사하며 스위치 스트레스 및 전도손실을 크게 줄일 수 있다^[7].

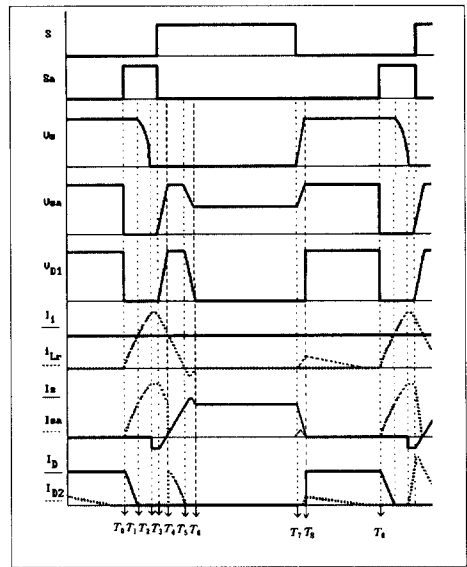
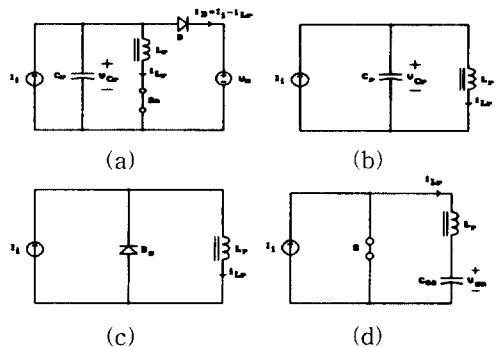


그림 2. ZVT-PWM boost 컨버터의 동작파형
Fig. 2. The operating waveforms for the ZVT-PWM boost converter.

그림 2는 시뮬레이션과 실험에 의해 확인되어 얻어진 ZVT-PWM boost 컨버터의 동작파형을 나타낸 것으로 본 컨버터의 동작을 해석하고 전달함수를 구하기 위하여 한 스위칭 주기를 9개의 모드로 구분하였다^[6, 7]. 그림 3은 각 동작 모드별 등가회로를 나타내고 있다.



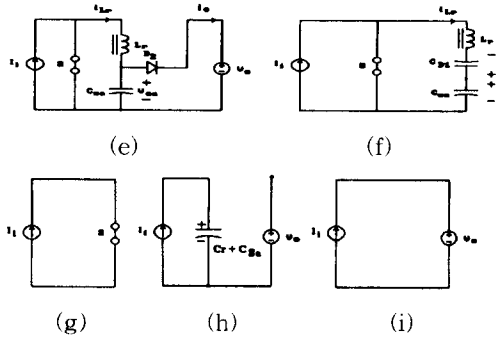


그림 3. 각 동작 모드별 등가회로
Fig. 3. The equivalent circuits for each operating mode.

(1) 모드 1 (T₀ - T₁)

T₀에서 보조스위치가 도통이 되어 공진인덕터 전류는 0에서부터 입력전류 I_i까지 선형적으로 증가하는 반면 정류 다이오드 전류는 입력전류 I_i에서 0까지 선형적으로 감소한다. 이것을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_0}{L_r} \cdot t \tag{1}$$

$$i_D(t) = I_i - i_{Lr}(t) = I_i - \frac{V_0}{L_r} \cdot t \tag{2}$$

여기서 모드 1의 지속시간 T₀₁은 다음 식과 같다.

$$T_{01} = L_r \cdot \frac{I_i}{V_0} \tag{3}$$

(2) 모드 2 (T₁ - T₂)

공진인덕터 전류 i_{Lr}은 C_r-L_r 공진에 의해 다음 식 (4)와 같이 계속 증가하고, 주스위치의 전압은 0으로 감소하며 i_{Lr}(t)는 T₂에서 최대값에 이르게 된다. i_{Lr}은 다음 식과 같이 된다.

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_0}{Z} \cdot \sin w_r(t - T_1) + I_i \tag{4}$$

여기서, $w_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$, $Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$

식 (4)로 부터 모드 2의 지속시간 T₁₂는

$$T_{12} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r \cdot C_r} = \frac{\pi}{2w_r} \tag{5}$$

으로 나타낼 수 있다.

(3) 모드 3 (T₂ - T₃)

주스위치의 역방향 다이오드가 도통되는 구간으로

임의의 시간에 주스위치는 턴온, 보조스위치는 턴오프 된다. 이 구간에서 i_{Lr}은 다음과 같은 값으로 유지된다. 즉

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(T_2) = i_{Lr}(T_3) = \frac{V_0}{Z} + I_i \tag{6}$$

이때 주스위치와 보조스위치가 턴온, 턴오프되는 시점 T_D는 다음과 같은 조건을 만족하여야 한다. 즉

$$T_D \geq T_{01} + T_{12} = L_r \cdot \frac{I_i}{V_0} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r \cdot C_r} \tag{7}$$

(4) 모드 4 (T₃ - T₄)

T₃일때 공진인덕터 전류는 식 (6)과 같으며, 이 모드에서 L_r에 저장되었던 에너지는 보조스위치의 기생캐패시턴스 C_{sa}와 공진되며 C_{sa}에 충전된다.

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(T_3) \cdot \cos \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_{sa}}}(t - T_3) \tag{8}$$

이 모드가 진행되는 시간 T₃₄는 회로 임피던스 Z와 출력 V_o로 나타내어지는 도통각 θ로 표시되며 식 (9)와 같다.

$$T_{34} = \sqrt{L_r \cdot C_{sa}} \cdot \theta \tag{9}$$

여기서, $\theta = \sin^{-1} \left(\frac{V_0 \cdot Z}{V_0 + Z \cdot I_i} \cdot \sqrt{\frac{C_{sa}}{L_r}} \right)$

(5) 모드 5 (T₄ - T₅)

인덕터 전류 i_{Lr}이 I_i에 이르렀을때 L_r에 저장되었던 에너지는 다이오드 D₂를 거쳐 선형적으로 감소하면서 부하로 전달되고, 주스위치 전류는 선형적으로 증가하게 된다. 출력전류 i_o(t)는 i_{Lr}(t)과 같이 식 (10)으로 나타내어지며 이때 i_o(T₄)는 식 (11)과 같다.

$$i_{Lr}(t) = i_o(t) = -\frac{V_0}{L_r} \cdot (t - T_4) + i_{Lr}(T_4) \tag{10}$$

$$i_{Lr}(T_4) = i_{Lr}(T_3) \cdot \cos \theta \tag{11}$$

이 모드의 지속시간 T₄₅는

$$T_{45} = \left(\frac{1}{w_r} + \frac{L_r \cdot I_i}{V_0} \right) \cdot \cos \theta \tag{12}$$

로 나타낼 수 있다.

(6) 모드 6 (T₅ - T₆)

다이오드 D₂에 흐르는 전류가 0이 되면서 부하측에 공급되는 전류는 0이 되고 보조스위치의 기생캐패시턴

스 C_{sa} 에 충전된 V_0 가 $C_{sa}-C_{D1}-L_r$ 을 통해 방전되어 C_{D1} 에는 C_{sa} 와 반대 극성으로 충전된다. C_{D1} 의 충전전류와 모드 지속시간 T_{56} 을 나타내면 각각 다음과 같다.

$$i_{L_r}(t) = -V_0 \sqrt{\frac{C_{sa} \cdot C_{D1}}{L(C_{sa} + C_{D1})}} \sin \sqrt{\frac{C_{sa} + C_{D1}}{L \cdot C_{sa} \cdot C_{D1}}} (t - T_5) \quad (13)$$

$$T_{56} = \pi \sqrt{\frac{L \cdot C_{sa} \cdot C_{D1}}{C_{sa} + C_{D1}}} \quad (14)$$

(7) 모드 7 ($T_6 - T_7$)

이 기간은 주스위치가 완전하게 도통되면서 인덕터 L_i 에 에너지를 저장하는 구간으로 기존 PWM boost 컨버터 동작과 동일한 구간으로 이 시간은 다음 식과 같다.

$$T_{67} = T \cdot d - T_{34} - T_{45} - T_{56} \quad (15)$$

여기서, T 는 스위칭 주기이고 d 는 시비율이다.

(8) 모드 8 ($T_7 - T_8$)

주스위치가 턴오프될 때 입력측 인덕터 L_i 의 전류에 의해 주스위치 및 보조스위치의 기생캐패시턴스가 충전되어 이들 스위치의 양단 전압이 출력전압 V_o 가 된다.

$$T_{78} = \frac{C_s \cdot V_o}{I_i} \quad (16)$$

(9) 모드 9 ($T_8 - T_0$)

이 때 입력전압과 입력측 인덕터 L_i 에 저장된 에너지가 정류다이오드 D 를 거쳐서 부하로 전달된다. 출력전류 I_o 와 모드 9의 지속시간 T_{80} 은 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_o(t) = I_i \quad (17)$$

$$T_{80} = T \cdot d' - T_{01} - T_{12} - T_{23} - T_{78} \quad (18)$$

여기서, $d' = 1 - d$

III. ZVT-PWM boost 컨버터 스위치의 모델링

비선형 스위칭 동작을 하는 ZVT-PWM boost 컨버터의 등가모델을 도출하기 위해 기존 PWM 또는 공진형 컨버터의 등가모델을 도출하는 것과 유사한 방법으로 전개하기로 한다. ZVT 컨버터의 스위칭은 주스위치 및 보조스위치가 순차적으로 동작하면서 주스위치가 영전압으로 스위칭되기 때문에 각각을 독립적으

로 분리하여 해석하기 곤란하였다. 이를 해결하기 위해 주스위치는 스위칭 회로의 내부공진 주기보다 2배 이상의 스위칭 주기로 동작하는 것으로 가정하였다. 그리고 주스위치 및 보조스위치, 관련 소자를 포함한 블록을 3단자 스위치로 간주하여 이것의 입력력 단자 전압/전류 평균값으로부터 등가모델을 도출하였다. ZVT-PWM boost 컨버터의 전달함수를 유도하기 위하여 그림 4와 같이 ZVT-PWM boost 스위칭 블록을 입력 전류원에서 출력측으로 전달되는 전류 전달비가 μ_i 인 3단자 스위치로 모델링하였다^{18, 91}.

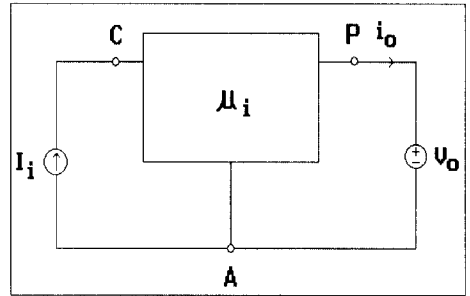


그림 4. 전류 전달비 μ_i 인 ZVT-PWM boost 스위치로 구성된 컨버터

Fig. 4. The converter composed of the boost ZVT-PWM switch with the current transfer ratio, μ_i .

전류 전달비 μ_i 는 입력전류와 한 주기동안 출력단으로 전달되는 평균 출력전류로부터 유도될 수 있다. 평균 출력전류 \bar{i}_o 는 그림 3의 모드 1, 5, 8과 관계되는 식 (1) ~ 식 (18)을 이용하여 다음 식과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} \bar{i}_o &= \frac{1}{T} \int_0^{T_1} i_o(t) dt + \frac{1}{T} \int_{T_1}^{T_5} i_o(t) dt + \frac{1}{T} \int_{T_5}^{T_6} i_o(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \left[\frac{-L_r \sin^2 \theta}{2V_0} I_i^2 + \left(\frac{L_r \cos^2 \theta}{Z} + Td' - \frac{\pi}{2\omega_r} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - T_{23} \right) I_i + \frac{L_r \cos^2 \theta V_0}{2Z^2} \right] \quad (19) \end{aligned}$$

식 (19)를 정리하여 스위칭 전류 전달비 μ_i 를 나타내면 다음 식과 같이 정리된다.

$$\mu_i = \frac{\bar{i}_o}{I_i} = d' - \frac{f_c}{4\pi} [\pi - 2 + \mu_i r (m^2 - 1)] - f_s T_{23} \quad (20)$$

여기서,

$$f_c = \frac{f_s}{f_r}, \quad m = \sqrt{\frac{C_{sw}}{r}}, \quad r = \frac{R_0}{Z}$$

f_s : 스위칭 주파수, f_r : Lr-Cr 공진주파수

이를 μ_i 에 대하여 재정리하면 다음 식과 같이 정리된다.

$$\mu_i = \frac{d' - \frac{f_c}{4\pi}(\pi-2) - f_s T_{23}}{1 + \frac{f_c}{4\pi} r(m^2-1)} \quad (21)$$

여기서, 스위치의 전압전달비는 스위칭시 내부손실을 무시하고 다음과 같이 입력력에너지 관계로부터 유도될 수 있다.

$$V_i I_i = \bar{i}_0 V_0 \quad (22)$$

$$\mu_v = \frac{V_0}{V_i} = \frac{I_i}{\bar{i}_0} = \frac{1}{\mu_i} \quad (23)$$

따라서 스위치의 전압전달비는 다음 식과 같이 표현된다.

$$\mu_v = \frac{1}{\mu_i} = \frac{1 + \frac{f_c}{4\pi} \cdot r(m^2-1)}{1 - \left\{ d + \frac{f_c}{4\pi}(\pi-2) + f_s \cdot T_{23} \right\}} \quad (24)$$

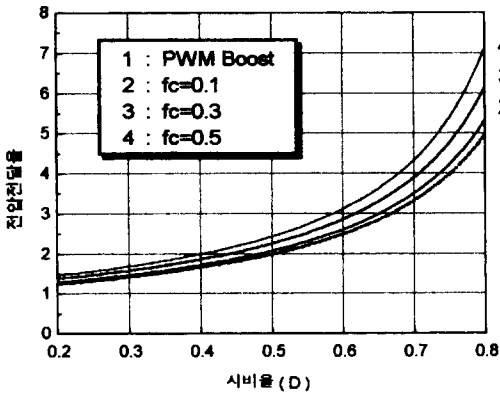


그림 5. ZVT-PWM 스위치의 정상상태 전압전달비 특성

Fig. 5. DC voltage transfer ratio characteristics of ZVT-PWM switch.

위 식 (24)로부터 ZVT-PWM boost 스위치의 정상상태 전압전달비는 기존 PWM boost 컨버터와 비교할 경우 정상상태 전압전달비 $\frac{1}{1-D}$ 과 그 꼴이 매우 유사하나, 시비율외로 스위칭 주파수 함수로 표현되어 있는 것이 다른 점이다. 스위치의 전압전달비 μ_v 를 수치해석으로 해를 구하면 다음 그림과 같이 표현된다.

여기서 시비율 d는 일정하게 유지하면서 스위칭 주파수를 변화시켰다.

그림 5로부터 ZVT-PWM 스위치의 전압전달비는 점선으로 표시된 기존 PWM 컨버터의 전압전달비와 매우 유사하나, 스위칭 주파수가 증가함에 따라 전압전달비가 기존 PWM 컨버터와 달리 증가되고 있음을 알 수 있다. 또한, 부하의 변화에 둔감한 특성을 갖고 있음을 식 (24)의 해석을 통하여 확인될 수 있다.

IV. ZVT-PWM boost 컨버터의 등가회로

1. 정상상태(DC) 등가회로

정상상태에서 ZVT-PWM boost 컨버터의 스위치 모델의 식 (24)로부터 그림 6(a)와 같이 표현될 수 있으며 이 스위치를 사용하는 ZVT-PWM boost 컨버터의 등가회로는 그림 6(b)와 같이 표현된다. 이 등가회로로부터 ZVT-PWM boost 컨버터의 전압전달비 M은 다음과 같이 유도된다.

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \bar{\mu}_v \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_L}{R_o} \cdot \bar{\mu}_v^2} \quad (25)$$

여기서, $\bar{\mu}_v$: 정상상태 전압전달비,

r_L : 인덕터 저항

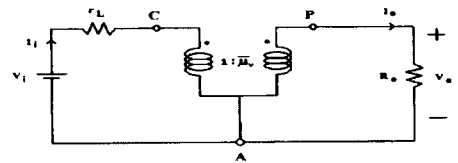
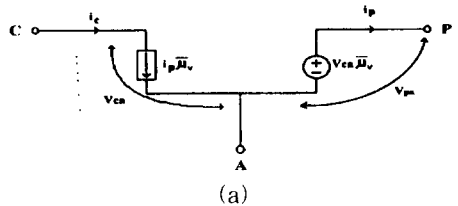


그림 6. ZVT-PWM boost 컨버터의 정상상태 스위치 모델 및 등가회로

(a) 정상상태 스위치 모델 (b) 등가회로

Fig. 6. DC switch model and an equivalent circuit of the ZVT-PWM boost converter (a) DC switch model in steady-state (b) An equivalent circuit

2. 소신호(Small-Signal) 등가회로

ZVT-PWM 컨버터의 경우 입력 변수로는 \hat{d} , \hat{v}_i , \hat{f}_s 가 고려될 수 있다. 스위치의 소신호 모델은 그림 6으로부터 다음과 같이 구해질 수 있다.

$$\begin{cases} \hat{v}_{pa} = \hat{\mu}_v V_{ca} + \bar{\mu}_v \hat{v}_{ca} \\ \hat{i}_c = \hat{\mu}_v I_p + \bar{\mu}_v \hat{i}_p \end{cases} \quad (26)$$

이를 \hat{v}_{pa} , \hat{i}_c 에 관해 정리하면 다음 식과 같다.

$$\begin{cases} \hat{v}_{pa} = K_1 \hat{d} + \bar{\mu}_v \hat{v}_{ca} + K_2 \hat{f}_s \\ \hat{i}_c = K_3 \hat{d} + \bar{\mu}_v \hat{i}_p + K_4 \hat{f}_s \end{cases} \quad (27)$$

여기서,

$$K_1 = \frac{V_{pa}}{1 - D - \frac{F_c}{4\pi}(\pi-2) - F_s \cdot T_{23}}$$

$$K_2 = K_1 \cdot \frac{\frac{r(m^2-1)}{4\pi \cdot F_r} (1-D) + \frac{\pi-2}{4\pi \cdot F_r} + T_{23}}{1 + \frac{F_c}{4\pi} r(m^2-1)}$$

$$K_3 = \frac{I_c}{1 - D - \frac{F_c}{4\pi}(\pi-2) - F_s \cdot T_{23}}$$

$$K_4 = K_3 \cdot \frac{\frac{r(m^2-1)}{4\pi \cdot F_r} (1-D) + \frac{\pi-2}{4\pi \cdot F_r} + T_{23}}{1 + \frac{F_c}{4\pi} r(m^2-1)}$$

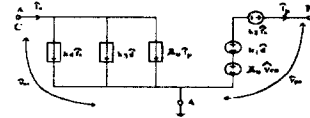
위 식을 등가 모델로 나타내면 다음 그림 7(a)와 같으며 소신호 ZVT-PWM boost 컨버터는 그림 7(b)와 같이 표현된다.

그림 7로 부터 출력전압에 대한 제어 전달함수 $\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}$, 개루우프 입출력 전달함수 $\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_i}$, 주파수 출력 전달함수 $\frac{\hat{v}_o}{\hat{f}_s}$ 를 구하면 다음 식과 같다.

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{-\frac{K_3 r C_o}{\mu_v} S^2 + \frac{(K_1 r C_o C_o - \bar{\mu}_v K_3 L_r)}{\mu_v^2 L_r C_o} S + \frac{(K_1 - \bar{\mu}_v K_3 r L_r)}{\mu_v^2 L_r C_o}}{S^2 + (\frac{1}{R_o C_o} + \frac{r L_r}{L_r} + \frac{r C_o}{\mu_v^2 L_r}) S + \frac{1}{\mu_v^2 L_r C_o} + \frac{r L_r}{R_o L_r C_o}} \quad (28)$$

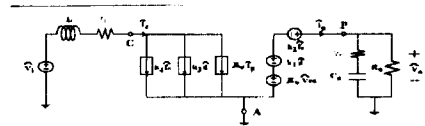
$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_i} = \frac{\frac{r C_o}{\mu_v L_r} S + \frac{1}{\mu_v L_r C_o}}{S^2 + (\frac{1}{R_o C_o} + \frac{r L_r}{L_r} + \frac{r C_o}{\mu_v^2 L_r}) S + \frac{1}{\mu_v^2 L_r C_o} + \frac{r L_r}{R_o L_r C_o}} \quad (29)$$

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{f}_s} = \frac{-\frac{K_3 r C_o}{\mu_v} S^2 + \frac{K_2 r C_o C_o - \bar{\mu}_v K_4 L_r}{\mu_v^2 L_r C_o} S + \frac{K_2 - \bar{\mu}_v K_4 r L_r}{\mu_v^2 L_r C_o}}{S^2 + (\frac{1}{R_o C_o} + \frac{r L_r}{L_r} + \frac{r C_o}{\mu_v^2 L_r}) S + \frac{1}{\mu_v^2 L_r C_o} + \frac{r L_r}{R_o L_r C_o}} \quad (30)$$



스위치 모델

(a)



등가회로

(b)

그림 7. ZVT-PWM boost 컨버터의 소신호 스위치 모델 및 등가회로

(a) 소신호 스위치 모델 (b) 등가회로

Fig. 7. Small-signal switch model and an equivalent circuit of the ZVT-PWM boost converter.

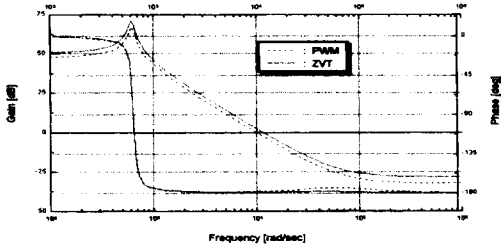
(a) A small-signal switch model (b) An equivalent circuit

이들 각각의 소신호 전달함수의 주파수 응답특성은 그림 8과 같다. 제어 전달함수 $\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}$, 오픈 루우프 입출력 전달함수 $\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_i}$ 의 주파수 응답특성은 기존 PWM 컨버터의 그것과 거의 일치함을 알 수 있다. 주파수 출력 전달함수 $\frac{\hat{v}_o}{\hat{f}_s}$ 에서 볼 때 \hat{f}_s 의 영향은 거의 없음을 알 수 있다.

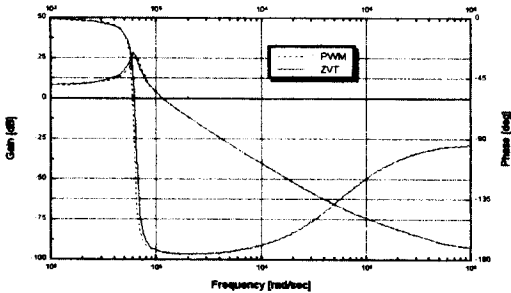
V. ZVT-PWM boost 컨버터의 실험결과

그림 1에서 제시된 ZVT-PWM boost 컨버터와 제어회로를 구성하여 시비율, 입력전압, 스위칭 주파수를 변화시키면서 정상상태에서의 컨버터 전달함수 및 특성을 분석하였다. 그림 9는 ZVT-PWM boost 컨버터 실험 파형을 나타내고 있으며 그림 10은 동작조건에 따른 실험결과를 이론 예측치와 비교하고 있다. 정상상태 전달함수의 경우 부하, 시비율 및 스위칭 주파수를 변화시켜 얻어진 실험결과는 이론 예측

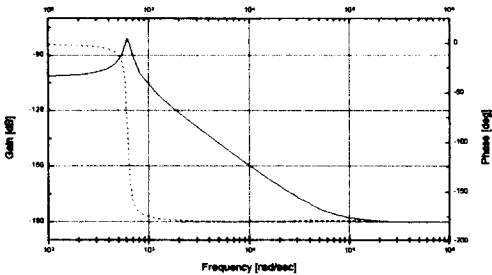
결과와 매우 유사하며 이론과 실험의 오차는 주파수 변화에 따른 구성소자의 특성치 변화 및 실제 발생하는 회로상의 내부손실 때문인 것으로 판단된다. 실험에서 컨버터의 효율은 약 95% 수준을 얻을 수 있었다.



(a)



(b)



(c)

그림 8. ZVT boost converter의 소신호 전달함수

- (a) 제어 전달함수, $\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}$
- (b) 오픈 루우프 임출력 전달함수, $\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_i}$
- (c) 주파수 출력 전달함수, $\frac{\hat{v}_o}{\hat{f}_s}$

Fig. 8. Small Signal transfer functions of ZVT boost converter

- (a) The control-output transfer function, $\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}$
- (b) The open-loop line-output transfer function, $\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_i}$
- (c) The frequency-output transfer function, $\frac{\hat{v}_o}{\hat{f}_s}$

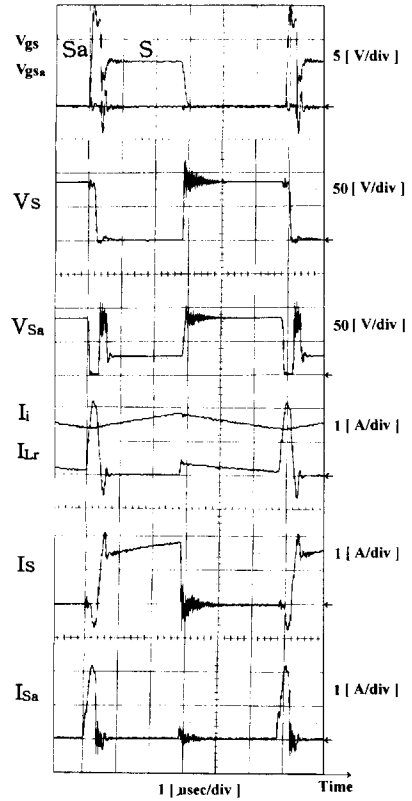


그림 9. ZVT-PWM boost 컨버터의 실험파형

Fig. 9. The experimental waveforms for the ZVT-PWM boost converter.

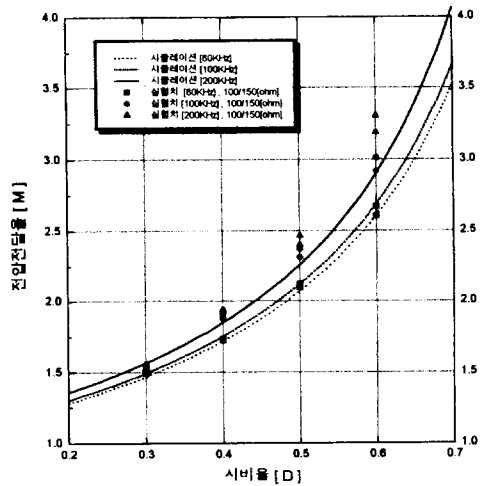


그림 10. ZVT-PWM boost 컨버터의 정상상태 전압전달비 특성

Fig. 10. DC voltage transfer ratio characteristics of ZVT-PWM boost converter.

V. 결 론

본 연구에서는 컨버터 스위칭 주파수 증가에 따라 발생하는 스위칭 손실과 전압/전류 스트레스를 감소시킴과 동시에 전도손실도 억제시킬 수 있는 ZVT-PWM 컨버터에 대한 연구를 수행하여 ZVT-PWM boost 스위치 및 컨버터의 등가모델을 도출하였다. 도출된 등가모델을 이용하여 ZVT-PWM boost 컨버터의 정상상태 전달함수 및 소신호 전달함수를 유도하였다.

본 연구에서 유도된 ZVT-PWM boost 컨버터의 전달함수 특성을 이용하여 ZVT-PWM boost 컨버터와 기존 PWM boost 컨버터와의 전달함수 특성을 다음과 같이 비교할 수 있었다.

- 시비율 변화에 대한 ZVT-PWM boost 컨버터의 정상상태 특성은 기존 PWM boost 컨버터와 유사하나 스위칭 주파수와 보조 스위칭동작에 의해 영향을 받고 있음을 알 수 있었음. 또한, ZVT-PWM 컨버터의 경우 시비율외로 스위칭 주파수 증가시 전압전달비가 증가됨을 알 수 있었음.
- 소신호 모델의 경우, 제어 전달함수 $\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}$, 오픈 루프 입력 전달함수 $\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_i}$, 응답특성은 기존 PWM 컨버터의 그것과 거의 일치함을 알 수 있었음. 주파수 출력 전달함수 $\frac{\hat{v}_o}{\hat{f}_s}$ 특성의 경우 \hat{f}_s 의 영향은 거의 없음을 알 수 있었음.

본 연구 결과에서 얻어진 ZVT-PWM boost 컨버터의 전달함수 및 특성분석 결과는 ZVT-PWM 컨버터의 설계 및 제어에 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] G. Hua, and F. C. Lee, "An Overview of Soft-Switching Techniques for PWM Converters," Proceedings of Virginia Power Electronics Center Seminar, pp. 1-8, 1994.
- [2] 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.

- [3] W. A. Tabisz, P. Gradzki, and F. C. Lee, "Zero-Voltage-switched quasi-resonant buck and flyback converter-Experimental results at 10 MHz," in IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 4, No. 2, pp. 194-204, 1989 April.
- [4] W. A. Tabisz and F. C. Lee, "Zero-voltage-switching multi-resonant technique - A novel approach to improve performance of high-frequency quasi-resonant converters," in IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 9-17, 1988.
- [5] V. Vorperian, "Quasi-square wave converters: Topologies and analysis," in IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No., 2, pp. 183-191, 1988 April.
- [6] 박석하, 김진성, 김양모, "ZVT-PWM Boost 컨버터의 전달함수 특성 연구," 대한전자공학 회, 전력전자 연구회 / 회로 및 시스템 연구 회 합동 학술발표회, pp. 40-43, 1995
- [7] Seok-Ha Park, Jin-Sung Kim, and Yang-Mo Kim, "Modeling, Analysis and Feedback-loop Control of a Boost ZVT-PWM Converter," Proceedings of Joint Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications, '95, Kumamoto, Japan, pp. 337-340, July. 1995.
- [8] V. Vorperian, R. Tymerski, and F.C. Lee, "Equivalent Circuit Models for Resonant and PWM Switches," in High Frequency Resonant and Soft-Switching PWM Converters, pp. 125-134, 1991.
- [9] V. Vorperian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch Part I: CCM," in Modeling, Analysis, and Design of PWM Converters, pp. 87-95, 1990.

저 자 소 개



金良模(正會員)

1950년 3월 29일생. 1973년 서울대 공대 공업교육(전자)과 졸업. 1975년 동 대학원 공업교육(전자)과 졸업(석사). 1986년 일본 동경대 공학부 전자공학과 졸업(공학). 1979년 ~ 현재 충남대공대 교수. 1990년 미국 버지니아테크 방문교수. 주관심분야는 Railway Systems, Power Electronics 등임



金鏡成(正會員)

1962년 2월 9일생. 1984년 동국대 공대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 ~ 현재 국방과학연구소 근무. 1994년 ~ 현재 충남대 전기공학과 박사과정 재학중. 주관심분야는 DC-DC Converter, Vetronics 등임



朴錫夏(正會員)

1967년 12월 15일생. 1993년 충남대 공대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 ~ 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정 재학중. 주관심분야는 Railway Signal System, Power Electronics 등임