

자기 구동 능동 클램프 포워드 컨버터의 대신호 과도 특성 해석

봉 상 철\*  
한양대 전자전기제어계측공학과

김 희 준  
한양대 전자-컴퓨터 공학부

Large-Signal Transient Analysis of a Self-Driven Active-Clamp Forward Converter

Sang-Cheol Bong  
Dept. of Electronic & Electrical &  
Control & Instrumentation Engineering  
Hanyang Univ.

Hee-Jun Kim  
School of Electrical Engineering  
and Computer Science  
Hanyang Univ.

**Abstract** - This paper presents the large-signal transient analysis of a self-driven active-clamp forward converter, eliminating the extra drive circuit for the active clamp switch. The operation principle of the converter was presented and experiential results were used to verify the analyzed results.

A 50-W prototype converter built and tested it. From the tested results, input transient response and load transient response of the converter were established.

1. 서 론

일반적인 포워드 컨버터의 특성은 변압기의 자화 에너지 리셋 방식에 따라 결정된다. 그중에서 능동 클램프 리셋 방식은 기존의 보조 권선 또는 RCD 클램프 리셋 방식과 달리 50% 이상의 시비율에서도 동작이 가능하고 반도체 소자인 주스위치의 전압 스트레스를 대폭 억제해주기 때문에 가장 효과적인 리셋방식으로 인식되어지고 있다.[1] 그러나 일반적인 능동 클램프 포워드 컨버터에 있어서 능동 클램프 스위치는 부동(floating) 스위치의 형태이기 때문에 별도의 구동 회로를 필요로 하게 되고, 또한 주스위치와 클램프 스위치의 두 구동신호 사이에 데드 타임을 설정하기 위해서 지연회로가 추가되면서 회로가 복잡하게 된다. 이러한 단점을 개선하고 회로를 좀 더 간단하게 하기 위해 많은 연구가 이루어졌고, 현재 부동 스위치 형태로 되어 있는 능동 클램프 스위치를 위한 별도의 구동 회로가 생략된 자기 구동 능동 클램프 포워드 컨버터가 개발되었다.[2] 그러나 지금까지 이 회로에 대한 분석은 정상 상태에서만 이루어졌으며 대신호 과도 응답 특성에 대해서는 어떠한 분석도 되어 있지 않다. 그렇지만 회로 설계 시 중요한 요소인 반도체 소자의 최대 역전압이나 변압기의 자화전류 최대값은 과도 응답 현상에서 나타나기 때문에 최적화된 회로설계가 되기 위해서는 반드시 과도 응답 특성 분석이 요구되어진다.[3][4]

본 논문에서는 50W급(출력전압 5V) 자기 구동 능동 클램프 포워드 컨버터를 제작하여 시뮬레이션과 실험을 통해 대신호 과도 응답 특성을 분석하였으며 이를 위해 상태 궤도 평균화법을 적용하여 해석하여 그 결과를 제시하였다.

2. 본 론

2.1 정상 상태 동작

그림 1에 나타낸 자기 구동 능동 클램프 포워드 컨버터 회로는 기존의 능동 클램프 리셋 회로를 가진 포워드

드 컨버터와는 달리 클램프 스위치 구동 신호를 변압기의 보조권선으로부터 공급받는다라는 것을 알 수 있다. 이 회로의 기본 동작을 살펴보면 먼저 S<sub>1</sub>이 도통하여 입력 전압으로부터 입력 전류가 변압기의 1차측 권선 N<sub>p</sub>를 통하여 흐르게 되고 N<sub>p</sub>에는 입력 전압이 인가 된다. 이와 동시에 변압기의 2차측으로는 1, 2차측 권선비에 비례한 입력전류가 2차측 전압과 부하조건에 의해 출력 전류로 흐르게 되며 인덕터 L<sub>r</sub>에는 에너지가 축적된다. 다음 S<sub>1</sub>이 차단된 상태에서 S<sub>2</sub>가 도통하게 되면 능동 클램프 회로가 동작하여 변압기의 1차측에 축적된 자화 에너지를 능동 리셋스킴과 동시에 S<sub>1</sub>의 전압 스트레스를 클램프 커패시터 C<sub>c</sub>의 양단의 전압 V<sub>c</sub>와 입력전압 V<sub>i</sub>를 합한 값으로 클램프 시킨다.[2] 또한 출력측 회로에서는 D<sub>2</sub>가 도통되면서 인덕터 L<sub>r</sub>에 축적되었던 에너지를 출력측으로 방출시킨다. 자기 구동 능동 클램프 포워드 컨버터의 정상 상태의 입출력 전압비는 다음과 같이 구해진다.[3]

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{N_s}{N_p} D \tag{1}$$

여기서 D는 S<sub>1</sub>의 시비율을 나타낸다. 두 스위치가 동시에 차단되는 데드 타임을 설정하기 위해 RC로 구성되는 간단한 지연회로를 추가하게 되는데, 데드 타임은 S<sub>1</sub>의 문턱전압과 RC 회로의 충방전 시간으로 결정된다.

반면 클램프 스위치의 구동 신호는 변압기의 보조 권선을 이용하기 때문에 임의의 턴-오프 시간을 결정하기가 어렵고 변화폭이 광범위한 입력전압일 경우에는 원하는 두 스위치 사이에 압단락 현상이 발생할 위험이 있다. 따라서 입력전압 범위가 넓은 경우에는 시비율이 최대인 경우를 기준으로 설계를 해야 한다. 이는 변압기 1차측의 자화 인덕턴스에 축적된 에너지와 회로 내부 임피던스에 의해 소모되는 에너지가 동일해야 한다는 에너지 보존 법칙에 따라 이루어진다.

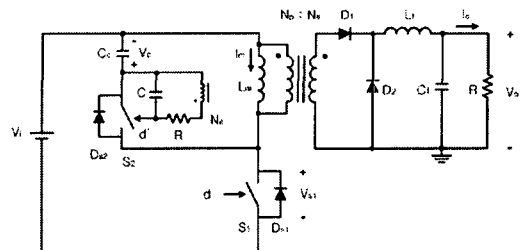


그림 1. 자기 구동 능동 클램프 포워드 컨버터의 개념도

## 2.2 상태 궤도 방정식

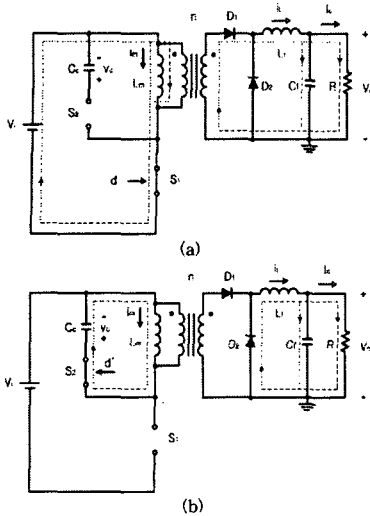


그림 2. 자기 구동 능동 클램프 파워드 컨버터의 개념도  
(a) 주스위치 턴-온 (b) 주스위치 턴-오프

그림 2는 주스위치가 턴-온(오프) 동안의 회로를 간략하게 표현하였다. 먼저 주스위치가 턴-온 되고 클램프 스위치가 턴-오프 되는 구간에 능동 클램프 전압( $v_c$ )과 자화 전류( $i_m$ )의 상태 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$v_c(t) = v_c(t_0) \quad (2)$$

$$i_m(t) = \frac{V_i}{L_m} \cdot t + i_m(t_0) \quad (3)$$

여기서  $v_c(t_0)$ 는 클램프 커패시터의 초기값이고  $i_m(t_0)$ 는 변압기 자화 전류의 초기값이다.

주스위치가 턴-오프 되는 구간의 능동 클램프 전압과 자화 전류의 상태 방정식은 그림 2의 (b)에서 다음과 같이 유도되어 진다.

$$v_c(t) = r \cdot \cos[\alpha - \omega_o t] \quad (4)$$

$$i_m(t) \cdot Z_o = r \cdot \sin[\alpha - \omega_o t] \quad (5)$$

$$v_c(t)^2 + [i_m(t) \cdot Z_o]^2 = r^2 \quad (6)$$

$$r = \sqrt{v_c(t_1)^2 + [i_m(t_1) \cdot Z_o]^2}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_m \cdot C_c}}, \quad Z_o = \sqrt{\frac{L_m}{C_c}}$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left( \frac{i_m(t_1) \cdot Z_o}{v_c(t_1)} \right)$$

여기서  $v_c(t_1)$ 는 클램프 커패시터의 초기값이고  $i_m(t_1)$ 는 변압기 자화 전류의 초기값이다.

클램프 스위치가 턴-온 되는 시간은 일반적인 능동 클램프 파워드 컨버터와는 달리  $(1-D)T_s$ 가 아니고 주스위치가 턴-오프 되어 있는 시간 동안 변압기의 1차측에 축적되었던 에너지가 완전히 감자(demagnetizing)되는 데 걸리는 시간으로 다음의 식에서 구할 수 있다.

$$i_m(t_2) = i_m(t_0) \quad (7)$$

식(3),(5),(7)에서  $t_1$ ,  $t_2$  값을 구할 수 있으며 이 두 값의 차이가 실질적인 능동 클램프 스위치의 턴-온 시간 이 된다.

## 2.3 과도 상태에서 시비를 방정식

그림 2의 회로에서 고주파 리플 성분을 무시하고 자기 구동 능동 클램프 파워드 컨버터의 평균화 모델링을 하면 다음과 같은 식으로 표현할 수 있다.

$$C_f \cdot \frac{dv_o}{dt} = i_L - I_o, \quad L_f \cdot \frac{di_L}{dt} = \frac{d \cdot V_i}{n} - v_o \quad (8)$$

$$C_c \cdot \frac{dv_c}{dt} = d' \cdot i_m, \quad L_m \cdot \frac{di_m}{dt} = d \cdot V_i - d' v_c \quad (9)$$

여기서  $n(=N_o/N_s)$ 은 변압기의 1차측 권선과 2차측 권선의 턴비이고  $d$ 는 주스위치의 시비율을 나타내며  $d'T_s$ 는  $t_2$ 과  $t_1$ 의 시간차가 된다. 위의 식(8),(9)를 이용해서 자기 구동 능동 클램프 파워드 컨버터를 전원부와 클램프 회로부로 분리해서 다시 회로를 재구성하면 그림 3과 같이 나타낼 수 있다.

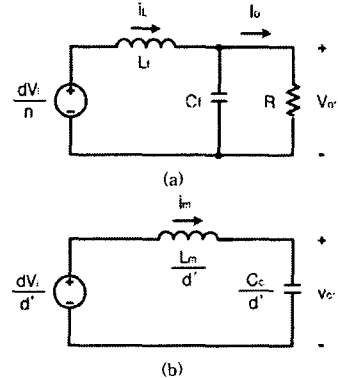


그림 3. 자기 구동 능동 클램프 파워드 컨버터의 평균화 모델  
(a) 전원부 (b) 클램프 회로부

능동 클램프 파워드 컨버터의 과도 특성을 해석하기 위해서는 입력전압과 출력전류의 변화에 대한 시비율의 변화 특성을 반드시 알아야 한다. 이를 위해서 우선 일반적인 동특성 해석법을 고려하고 LC 저역필터를 사용한 전원부의 전달함수를 구해야 하는데 다음과 같은 가정이 선행되어야 한다.

$$V_{i\_new} = V_{i\_old} + \Delta v_i, \quad I_{o\_new} = I_{o\_old} + \Delta i_o \quad (10)$$

$$D_{new} = D_{old} + \Delta d, \quad V_{o\_new} = V_{o\_old} + \Delta v_o$$

여기서  $\Delta v_i$ ,  $\Delta i_o$ ,  $\Delta d$ 와  $\Delta v_o$ 는 미소변동분을 나타내며 대문자는 직류 성분을 표시한다. 전원부에서 각각의 전달함수  $G_v$ ,  $Z_o$ ,  $G_d$ 를 구하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_v = \frac{\Delta v_o}{\Delta v_i} = \frac{D_{old}/n}{1 + s \cdot \frac{L_f}{R} + s^2 \cdot L_f C_f} \quad (11)$$

$$Z_o = \frac{\Delta v_o}{\Delta i_o} = \frac{s \cdot L_f}{1 + s \cdot \frac{L_f}{R} + s^2 \cdot L_f C_f} \quad (12)$$

$$G_d = \frac{\Delta v_o}{\Delta d} = \frac{V_{i\_new}/n}{1 + s \cdot \frac{L_f}{R} + s^2 \cdot L_f C_f} \quad (13)$$

제어 루프 보상기의 전달함수를  $A(s)$ 라 하면 루프이득은  $T(s)=A(s)G_d(s)$ 가 되고, 우리가 원하는 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\left. \frac{\Delta d}{\Delta v_i} \right|_{close} = \frac{\Delta d}{\Delta v_o} \cdot \frac{\Delta v_o}{\Delta v_i} = -\frac{D_{old}}{V_{i,old}} \cdot \frac{T(s)}{1+T(s)} \quad (14)$$

$$\left. \frac{\Delta d}{\Delta i_o} \right|_{close} = \frac{\Delta d}{\Delta v_o} \cdot \frac{\Delta v_o}{\Delta i_o} = -\frac{s \cdot L_f \cdot n}{V_{i,new}} \cdot \frac{T(s)}{1+T(s)} \quad (15)$$

회로 안정화에 필요한 제어 회로 보상을 위해 2-pole, 2-zero를 갖는 보상회로를 사용하고 이에 대한 전달함수 A(s)와 루프이득 T(s)를 구한다. 이 값들을 위 식(14),(15)에 대입하고 계산을 좀 더 간편하게 하기 위해서 Algebra-on-the-graph법을 사용하면 입출력 과도 상태에 대한 각각의 시비율 방정식을 구할 수 있다.

우선 식(14)로부터 입력전압이 변할 때 시비율 방정식을 구하면

$$d(t) = D_{old} + \Delta d(t) = D_{old} + (D_{new} - D_{old}) \cdot (1 - e^{-\omega_c t}) \quad (16)$$

가 되는 것을 알 수 있다. 같은 방법으로 식(15)로부터 출력전류가 변할 때 시비율 방정식을

$$d(t) = D_{old} - \frac{n \cdot \omega_c \cdot L_f}{V_i} \cdot \Delta i_o \cdot e^{-\omega_c t} \quad (17)$$

이다

#### 2.4 과도 상태 특성 분석

우리가 알고자 하는 값은 자화전류와 클램프 전압이기 때문에 그림 3 (b)의 클램프 회로부에 관한 식만을 유도하였고 이를 정리하면 다음과 같다.

$$v_c(t) = r(0) \cdot \cos[\alpha(0) - \omega_o t] + v_{center} \quad (18)$$

$$i_m(t) \cdot Z_o = r(0) \cdot \sin[\alpha(0) - \omega_o t] \quad (19)$$

$$v_{center} = \frac{d}{d'} \cdot V_i, \quad d' \cdot T_s = t_2 - t_1$$

$$r(0) = \sqrt{[v_c(0) - v_{center}(0)]^2 + [i_m(0) \cdot Z_o]^2}$$

$$\alpha(0) = \tan^{-1} \left( \frac{i_m(0) \cdot Z_o}{v_c(0) - v_{center}} \right)$$

$$\omega_o = \frac{d'}{\sqrt{L_m C_c}} \quad (20)$$

여기서 각각의 스위칭 주기 동안 시비율의 변화가 아주 작기 때문에 그림 3의 평균화 모델은 선형이라고 가정하였다. 실질적인 d'에 관한 수식은 여러 가지 회로 변수로 인해 매우 복잡하여 정확한 계산이 어렵다. 그래서 근사적으로 d' ≈ 1-d로 가정하고 Matlab을 이용하여 시뮬레이션을 하였다.

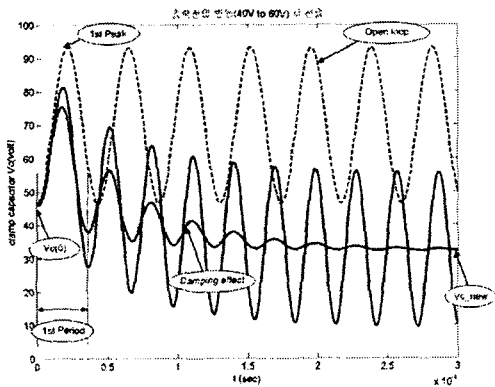


그림 4. 입력전압 스텝-업(40 to 60V) 시뮬레이션

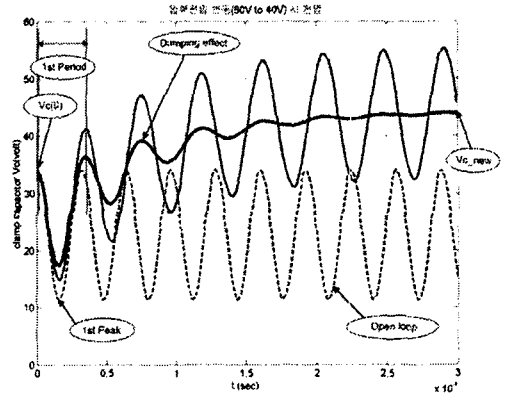


그림 5. 입력전압 스텝-다운(60 to 40V) 시뮬레이션

#### 2.5 실험 결과

자기 구동 능동 클램프 포워드 컨버터는 다음과 같은 사양 및 소자값을 이용하여 제작, 실험하였다.

표 1. 설계 사양 및 소자값

출력 전압	5V
출력 전류	10A
입력 전압	40 - 60V
스위칭 주파수	200kHz
1,2차 턴비 n(=Np/Ns)	4
1차,보조권선 턴비(Np/Ni)	11
클램프 커패시터	100nF
R(데드타임제어용)	56Ω
C(데드타임제어용)	150pF
S2(클램프 스위치)	IRF9630(P-channel)

정상 상태에서 자기 구동 능동 클램프 포워드 컨버터는 능동 클램프 스위치가 턴-온 될 때 RC에 의한 지연 시간(데드 타임)을 갖는다. 측정된 클램프 전압은 일반적인 능동 클램프 포워드 컨버터와 근소한 차이를 나타냈다. 반면 자기 구동 능동 클램프 포워드 컨버터는 클램프 스위치 턴-온 방식 특성 때문에 정해진 설계점에서 벗어난 광범위한 입력전원이 인가되면 일반 능동 클램프 포워드 컨버터의 클램프 전압과 큰 차이를 보였다. 두 방식의 클램프 전압 최대 오차 발생은 입력전원이 최대인 60V일 때로 일반적인 능동 클램프 방식의 클램프 전압이 이론식에 가깝게 34.8V인 반면, 자기 구동 방식은 약 44.68V로 두 리셋 방식의 전압 차이는 약 9.88V로 크게 나타났다.

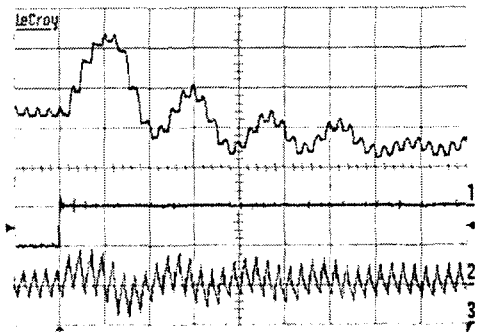


그림 6. 입력전압 스텝-업(40 to 60V) 실험 파형  
1ch(위): Vc[능동클램프전압][20V/div] 2ch(아래): Im[자화전류][2A/div]  
3ch(중간): V[입력전압][20V/div]

### 3. 결 론

본 논문에서는 변압기 보조 권선을 이용한 자기 구동 능동 클램프 포워드 컨버터의 대신호 과도 특성을 해석하였다. 이를 통해 회로 설계 시 고려해야 할 스위치의 최대 역전압과 자화 전류의 최대 허용 범위를 예측할 수 있게 되었다. 또한 자기 구동 능동 클램프 포워드 컨버터가 기존의 능동 클램프 방식과 비교할 때 과도 상태에서는 주스위치의 전압 스트레스나 변압기의 1차측 최대 자화 전류를 보다 더 억제하는 능력을 가지고 있으나, 정상 상태에서는 반대로 주스위치의 전압 스트레스가 다소 커진다는 것을 알 수 있었다.

#### [참 고 문 헌]

- [1] P. Vinciarelli, "Optimal resetting of the transformer's core in single ended forward converters" U.S Patent, No. 4,441,146, Apr. 1984.
- [2] Lim,B.S; Lee,K.W; Woo,S.H; Hee Jun Kim "A new self-driven active clamp forward converter using the auxiliary winding of transformer" Telecommunications Energy Conference, 2002. INTELEC. 24th Annual International, 29 Sept.-3 Oct. 2002 Pages:164-168
- [3] Li,Q.M; Lee,F.C; Jovanovic,M.M "Large-signal transient analysis of forward converter with active reset" Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume:17, Issue:1, Jan. 2002 Pages:15-24
- [4] Li,Q.M and Lee, F.C "Design consideration of the active clamp forward converter with current mode control during large-signal transient" Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume:18, Issue:4, July 2003 Pages:958-965

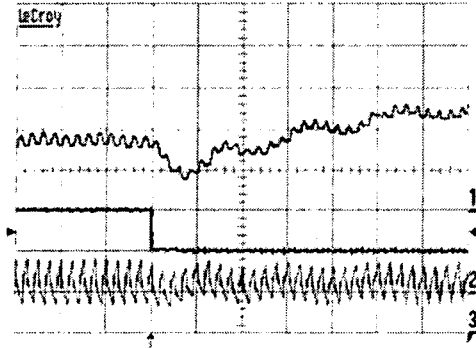


그림 7. 입력전압 스텝-다운(60 to 40V) 실험 파형  
1ch(위) : Vc(능동클램프전압)[20V/div] 2ch(아래) : ia(자화전류)[2A/div]  
3ch(중간) : Vi(입력전압)[20V/div]

그림 6에서 능동 클램프 커패시터 전압은 첫 번째 피크일 때 약 85V이며 시간이 지나면서 그 값은 점점 작아져 최종적으로는 입력전원이 60V일 때 정상 상태의 클램프 커패시터 전압 값으로 수렴하게 된다. 또한 자화 전류 값은 스텝-업이 발생한 직후에 공진을 하지만 시간이 흐르면서 다시 정상 상태 평균값인 0으로 돌아간다. 실험에서 측정된 클램프 전압과 자화 전류의 파형은 시뮬레이션과 매우 유사하게 나타나는 것을 알 수 있다.

그림 7은 입력전원의 스텝-다운 시 파형으로 첫 번째 클램프 전압의 첨두값은 약 18V로 이론값(시뮬레이션)과 약간의 차이를 갖는다. 이것은 구동 회로에 보조 권선이 있어서 d'의 변화 폭이 제한되어지기 때문이다.