

## Active Clamp 회로를 이용한 Boost 입력형 ZVS 컨버터의 동특성 해석

오용승, 김성남, 김희준  
한양대학교

### Dynamic Characteristics of the Boost Input type ZVS Converter using the Active Clamp Circuit

Yong-Seung Oh, Sung-Nam Kim, Hee-Jun Kim  
Hanyang University

**Abstract** - Generally, design of feedback circuit for stable system is performed by pole-zero compensation. For the purpose of reliable and stable closed loop system, the compensator would be designed basing upon the analysis of dynamic characteristics.

This paper presents analyzed results of dynamic characteristics of the boost input type ZVS converter using active-clamp circuit. The simulated results by using Matlab and the measured results by using HP4194A are presented.

#### 1. 서 론

Boost 입력형 ZVS 컨버터는 기존의 하드스위칭 방식에 비하여 스위칭 손실 및 노이즈 발생에 있어서 우수한 특성을 지니고 있다. 또한 공진형 컨버터가 가지는 높은 전압 스트레스를 저감시키기 위하여 제안되어진 컨버터에 Active Clamp를 이용하였고, 입력측에 인덕터를 두어 EMI 특성에 있어서도 우수한 장점을 지니고 있다. [1][2]

본 논문에서는 이 컨버터에 대한 동특성 해석을 수행하였다. 일반적으로 스위칭 컨버터는 스위치의 반복적인 도통·차단으로 인하여 비선형으로 동작하므로 그 해석이 매우 복잡하지만, 컨버터의 안정성에 대해 논의 하기 위해서는 동특성 해석은 반드시 선행 되어져야 한다. 컨버터를 해석하고 모델링 하는 여러 가지 기법 중에서 간단하게 해석을 할 수 있는 평균화기법을 사용하였다. [3][4][5] 해석된 결과로서 입출력 전달함수 및 제어 전달함수를 얻을 수 있었고, 여기에 제작된 컨버터의 오차증폭기에 설계한 보상회로를 고려하여 전체 루프이득에 대해 Matlab을 이용하여 시뮬레이션 하였다. 그리고 Network Analyzer를 이용하여 제작된 컨버터의 루프이득을 실험적으로 측정하여 그 결과를 서로 비교하였다. 제작된 컨버터의 정격은 입력전압 48V, 출력전압 5V, 출력전류 20A이다.

#### 2. 본 론

##### 2.1 회로구성

그림 1은 Boost 입력형 ZVS 컨버터의 회로도를 나타내고 있다. 스위치  $Q_2$ 와 커패시터  $C_2$ 가 Active Clamp 회로를 이루고 있고 두개의 스위치를 제어하기 위한 제어방식으로는 dead-time을 일정한 값으로 고정시킬 수 있는 비데칭 구동방식을 적용하였다. 이 구동방식은 시비율이 제한되지 않으므로 제어 폭을 충분히 넓게 사용할 수 있게 되어 부하변동이 큰 스위칭 전원에 사용이 용이한 장점이 있다. 또, 입출력간의 절연을 위해 제어회로와 파워스테이지를 opto coupler를 이용하여 절연하였다. 보상회로는 제어칩 내부의 오차증폭기를 이용하여 구성하였다. 동특성해석에 있어서 회로해석의

간결함을 위하여 다음의 사항을 가정한다.

1. 전도구간 사이의 dead-time은 매우 짧은 기간으로서 무시한다.
2. 트랜스포머  $T_1$ 의 자화 인덕턴스  $L_m$ 을 가정한다.
3. 스위치와 다이오드는 이상적인 소자로 한다.

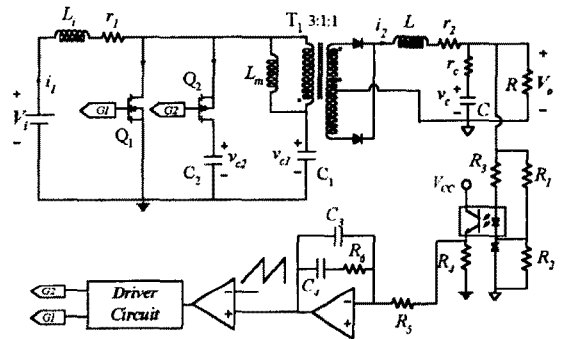


그림 1. Boost 입력형 ZVS 컨버터

##### 2.2 회로해석

보다 정확한 해석을 위해서 몇 가지 기생요소들을 고려하였다. 입력 인덕터  $L_1$ 와 출력 인덕터  $L$ 의 직렬등가 저항을  $r_1, r_2$ 로 나타내었고, 출력 커패시터의 ESR을  $r_c$ 로 표기하여 컨버터의 동작 특성을 해석하였다.

스위치의 도통·차단상태에 따른 회로방정식의 각각의 평균값을 구하여 나타내면 다음의 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_1}{dt} &= v_i - r_1 i_1 - D'v_{c2} \\
 L \frac{di_2}{dt} &= \frac{(2D-1)v_{c1}}{N} + \frac{D'v_{c2}}{N} - r_2 i_2 - \frac{R}{R+r_c} v_c \\
 C \frac{dv_c}{dt} &= \frac{R}{R+r_c} i_2 - \frac{v_c}{R+r_c} \\
 v &= \frac{R \cdot r_c}{R+r_c} i_2 + \frac{R}{R+r_c} v_c \\
 C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} &= \frac{(1-2D)}{N} i_2 \\
 C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} &= D' \left( i_1 - \frac{i_2}{N} \right)
 \end{aligned} \tag{1}$$

식 (1)에 소신호에 의한 미소변동을 고려하면 컨버터에 대한 선형화 모델을 얻을 수 있고, 주파수 도메인에서의 식을 (2)에 나타내었다.

$$\begin{aligned} (s + \frac{r_1}{L_1}) \hat{i}_1 &= \frac{1}{L_1} \hat{v}_1 - \frac{D}{L_1} \hat{v}_{c2} \\ (s + \frac{r_2}{L}) \hat{v}_2 &= \frac{R}{L(R+r_c)} \hat{v}_c + \frac{(2D-1)}{NL} \hat{v}_d + \frac{D}{NL} \hat{v}_d + \frac{D}{NL} \hat{v}_{c2} \\ \left( s + \frac{1}{C(R+r_c)} \right) \hat{v}_c + \frac{R}{C(R+r_c)} \hat{i}_2 \\ v_o &= (R+r_c) \hat{i}_2 + \frac{R}{R+r_c} \hat{v}_c \\ sC_1 \hat{v}_d (1-2D) &= \frac{2}{N} \\ sC_2 \hat{v}_{c2} &= D \hat{i}_1 - D \frac{2}{N} \end{aligned} \quad (2)$$

식 (3)과 식 (4)는 식 (2)를 정리하여 얻은 입출력전달 함수와 제어전달함수를 나타내고 있다. 입출력전달함수는 식 (2)에서 시비율에 대한 미소변동을 '0'으로 놓음으로써 간단하게 구할 수 있고, 제어전달함수는 입력전압의 미소변동을 '0'으로 놓음으로써 구할 수 있다.

$$\left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_i} \right|_{\hat{v}_d=0} = \frac{A_v(s)}{B(s)} \quad (3)$$

$$\left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_d=0} = \frac{A_d(s)}{B(s)} \quad (4)$$

$$A_v(s) = \frac{D^2 C_1}{NLL_1} s(C_r s + 1) \quad (5)$$

$$\begin{aligned} A_d(s) &= s^3 \cdot \frac{CC_2(2V_d - V_{c2})}{NL} \\ &+ s^2 \cdot \left\{ \frac{CC_2 r_1 (2V_d - V_{c2})}{NLL_1} \frac{DC_1}{NL} \left( I_1 \frac{L_2}{N} \right) \frac{2(2D-1)C_1 L_2}{N^2 L} \right\} \\ &+ s \cdot \frac{1}{NL_1} \left\{ DC_1 r_1 \left( I_1 \frac{L_2}{N} \right) + D^2 C_1 V_{c2} - 2(2D-1)C_1 r_1 I_2 + D^2 C_1 (2V_d - V_{c2}) \right\} \\ &- \frac{2D^2(2D-1)I_2}{N^2 LL_1} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} B(s) &= s^5 \cdot \frac{CC_1 C_2}{R} (R+r_c) + s^4 \cdot \left\{ \frac{CC_1 C_2}{R} (R+r_c) \left( \frac{r_2 + r_1}{L} \frac{1}{L_1} \right) + \frac{CC_2}{R} \right\} \\ &+ s^3 \cdot \left[ \frac{C(R+r_c)}{R} \left\{ \frac{C_1 r_1 (1-2D)^2}{N^2 L} + \frac{CC_1 r_2}{LL_1} + \frac{D^2 C_1}{L_1} \right\} + \frac{CC_2}{R} \left( \frac{r_2 + r_1}{L} \frac{1}{L_1} \right) \right] \\ &+ s^2 \cdot \left[ \frac{C(R+r_c)}{RL_1} \left\{ \frac{C_1 r_1 (1-2D)^2}{N^2} + D^2 C_1 r_2 \right\} + \frac{1}{R} \left\{ \frac{C_2 (1-2D)^2}{N^2 L} + \frac{CC_1 r_2}{L_1} + \frac{D^2 C_1}{L_1} \right\} \right] \\ &+ s \cdot \left[ \frac{D^2 C(R+r_c)(1-2D)^2}{N^2 RL_1} + \frac{1}{RL_1} + \left\{ \frac{C_1 r_1 (1-2D)^2}{N^2} + D^2 C_1 r_2 \right\} \right] \\ &+ \frac{1}{R} \left[ \frac{D^2 (1-2D)^2}{N^2 LL_1} \right] \end{aligned} \quad (7)$$

구하여진 전달함수는 분모의 경우 5차의 특성을 보이고 있고, 분자의 경우 입출력전달함수는 2차, 제어전달함수는 3차의 특성을 나타내고 있다. 식 (3)과 식 (4)를 이용하여 입출력전달함수 및 제어전달함수를 시뮬레이션한 결과를 그림 2와 그림 3에 나타내었다. 시뮬레이션에 사용된 각 소자의 값들은 표 1에 정리하여 나타내었다.

	회로정수값		회로정수값
$V_i$	48V	$r_1$	0.107 $\Omega$
$V_o$	5V	$r_2$	0.025 $\Omega$
$L$	26.6 $\mu$ H	$r_c$	0.105 $\Omega$
$L_1$	300 $\mu$ H	$R_5$	22k $\Omega$
$L_m$	113 $\mu$ H	$R_6$	100k $\Omega$
$C_1$	66 $\mu$ F	$C_3$	3.3nF
$C_2$	10 $\mu$ F	$C_4$	100nF
$C$	900 $\mu$ F	$f_s$	100kHz

표 1. 컨버터의 시뮬레이션을 위한 회로정수값

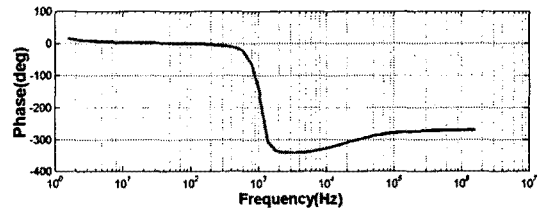
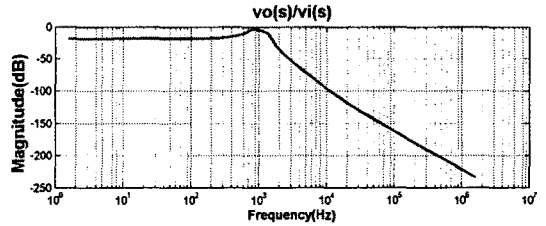


그림 2. 입출력전달함수

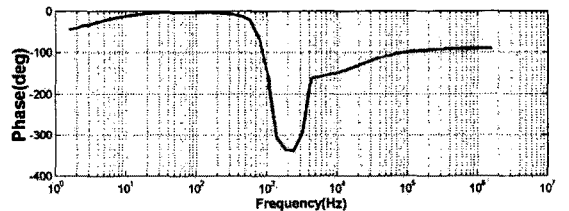
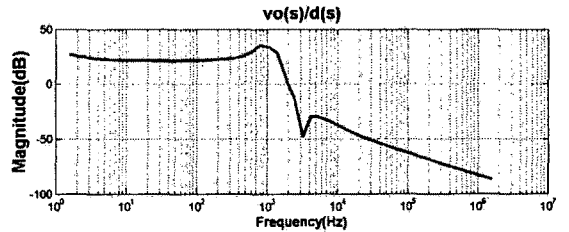


그림 3. 제어전달함수

제어전달함수를 보면 약 1kHz 부근에서 출력  $L, C$  필터에 의한 공진점이 보이고 있으며, 3kHz 부근에서  $L_m, C_2$ 에 의한 공진점이 나타나고 있다.

제어전달함수에 컨버터의 계환회로를 고려한 페루프이득을 그림 4에 나타내었다. 페루프이득  $T(s)$ 는 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다. 여기서  $V_m$ 과  $A_c$ 는 각각 비교기 신호의 크기와 opt coupler의 이득을 나타내고, 그 값은 각각  $V_m=3, A_c=2.6$ 이다.

$$T(s) = G_d(s) \cdot A(s) / V_m \cdot A_c \quad (8)$$

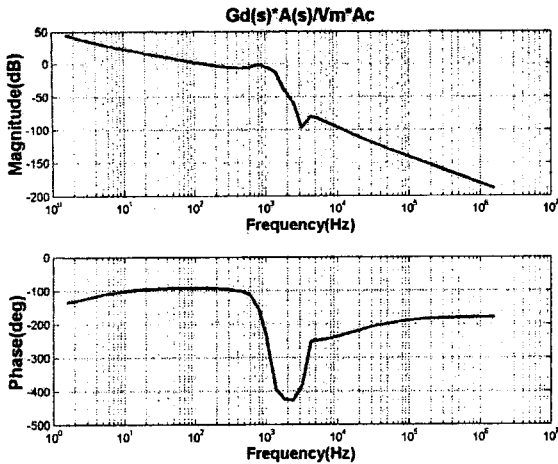


그림 4. 루프이득곡선

### 2.3 루프이득의 측정

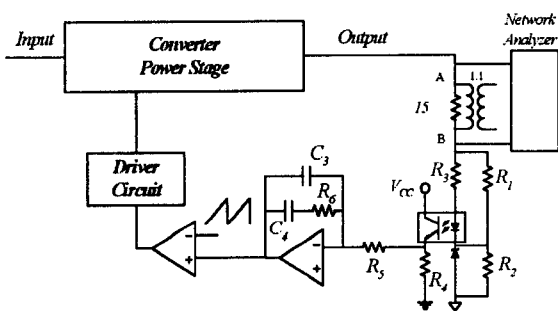


그림 5. 주파수 영역 해석을 위한 측정회로

컨버터의 폐환회로에 있어서 보상회로는 2-pole, 1-zero 형태로 구성되며, Network Analyzer로부터 컨버터로 들어가는 입력신호의 절연을 위하여 1:1 트랜스포머를 사용하였다. 루프이득의 측정은 부하전류 5A를 기준으로 하여 수행하였다.

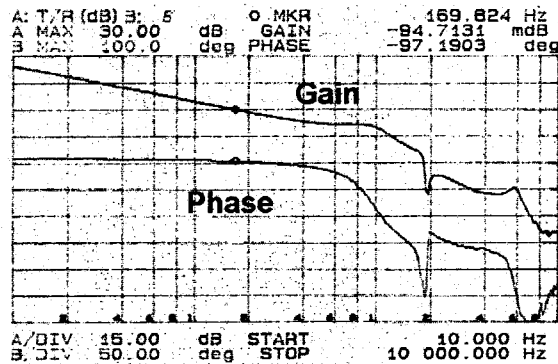


그림 6. 루프이득 측정결과

그림 6에 루프이득의 측정결과를 나타낸다. 이득곡선의 경우 동특성 해석을 통한 시뮬레이션 결과와 실제 측정결과가 유사하게 나타나고 있다. DC이득은 두개의 결과가 모두 주파수가 10Hz일 때, 25dB로 나타났고 있으며 이득곡선이 20dB/dec로 감소하면서 170Hz 부근에서 교차주파수를 형성하고 있다. 하지만 출력 L,C 필터에 의한 공진점은 1kHz 부근에서 동일하게 나타나고 있

나,  $L_m$ ,  $C_2$ 에 의해 형성되는 공진점은 시뮬레이션에서는 3kHz, 실험적 측정에서는 2kHz 부근에서 나타나고 있다. 또한 실험적 측정에서 보면 6kHz 부근에 또 다른 공진점을 보이고 있다. 위상곡선에 있어서도 1kHz 이후에서는 서로 다르게 나타나고 있다. 이것은 동특성을 해석하기 위해 가장한 몇 가지 사항과 미처 고려되지 않은 기생성분들에 의한 것으로 생각된다.

### 3. 결 론

Active Clamp 회로를 이용한 Boost 입력형 ZVS 컨버터의 동특성 해석을 수행하였다. 해석결과 입력력 전달함수, 제어전달함수 공히 5차의 특성을 보이고 있으며 영점에 있어서는 입력력전달함수의 경우 2차, 제어전달함수는 3차의 특성을 나타내고 있음을 알았다. 컨버터의 페루프 특성에 있어서 2-pole, 1-zero의 보상회로를 적용한 안정한 루프이득을 설계할 수 있었으며 이 결과의 타당성을 시뮬레이션 및 측정결과를 통하여 입증할 수 있었다.

### (참 고 문 헌)

- [1] 정진범, 김희준 "Boost 입력형 능동클램프 DC-DC 컨버터의 제어특성", 전력전자학회 하계 학술대회, pp510-513, 2002
- [2] 정진범, 김희준 "Boost 입력형 능동클램프 DC-DC 컨버터의 동작특성", 대한전기학회 춘계 학술대회, pp301-303, 2001
- [3] Goran Stojcic, Fred C.Lee, Silva Hiti "Small-Signal Characterization of Active-clamp PWM Converters", VPEC, pp237-245, 1995
- [4] S. Abedimpour, R.Liu, G.Fasullo, K.Shenai "Small-Signal Analysis of a New Asymmetrical Half-Bridge DC-DC Converter" IEEE, pp843-847, 2000
- [5] Sergey Korotkov, Valery Meleshin, Alexey Nemchinov and Fraidlin, "Small-Signal Modeling of Soft-switched asymmetrical Half-Bridge DC/DC Converter" IEEE, pp707-711, 1995