

능동 클램프 회로를 이용한 Boost 입력형 ZVS컨버터의 동특성 해석

論 文
51B-10-8

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

金 成 南* · 吳 龍 繩** · 金 熙 峻***
(Sung-Nam Kim · Yong-Seung Oh · Hee-Jun Kim)

Abstract - This paper presents the analyzed results of dynamic characteristics including steady state characteristics of the boost input type ZVS converter using the active clamp circuit by the state space averaging method. From the results, it can be seen that the converter has the 5th order transfer functions and the stable closed loop characteristic is obtained by using the compensated error amplifier with 2-pole and 1-zero. The validity of all analyzed results are verified by measurement.

Key Words : dynamic characteristics, state space averaging method, ZVS converter, active clamp circuit, compensate

1. 서 론

정보통신기기의 집적회로화 추세에 따라 스위칭 전원에 대해서도 소형화, 경량화의 필요성이 증대되고 있다. 이러한 필요성은 전력용 반도체 소자의 급속한 발전과 제어방식의 비약적인 진보에 의하여 스위칭 주파수를 고주파화 시킴으로써 어느 정도 충족할 수 있게 되었다. 그러나 스위칭 주파수의 고주파화는 스위칭 손실이 비례적으로 증가하는 문제점을 가지게 된다. 이러한 배경 하에서 최근 스위칭 동작 시 발생하는 스위칭 손실과 스위치에 인가되는 전압 스트레스를 감소시킬 수 있는 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching: ZVS) 기법이 많이 연구되고 있다. 이러한 영전압 스위칭 기법을 적용한 여러 스위칭 컨버터 중에서 최근 Boost 컨버터와 Half-bridge 컨버터가 결합된 형태의 능동 클램프 회로를 이용한 Boost 입력형 ZVS 컨버터가 주목을 받고 있다.[1][2] 이 컨버터는 영전압 스위칭에 의한 소프트 스위칭의 특징뿐만 아니라 입력측 인덕터에 흐르는 연속의 입력전류에 의하여 noise 저감의 면에서도 큰 장점을 갖는다. 또한 영전압 스위칭을 위한 데드타임을 일정한 값으로 고정 시킬 수 있는 비대칭 구동 방식을 제어방법으로 택함으로써 대칭제어방식에 비해 시비율을 0~100%의 전범위에서 사용가능하게 되어 광범위 부하변동에 대응한 동작이 가능하다는 특징도 갖는다. 대학교

그러나 지금까지는 이 컨버터의 정상상태 동작해석에 의해서 규명된 특성만을 보이고, 동특성 해석에 의한 이 컨버

터의 특성은 아직 규명되지 않은 실정이다.

따라서 본 논문에서는 이 컨버터의 정상상태해석을 포함한 동특성 해석을 수행하였다. 해석의 방법으로는 현재 가장 폭넓게 이용되고 있는 상태공간 평균화 기법을 적용하였고,[3][4][5] 이를 통하여 얻어진 결과를 Matlab을 이용하여 시뮬레이션을 수행함으로써 이 컨버터의 동특성을 명확히 규명하였다.

또한 이를 바탕으로 하여 입력전압 48V, 출력전압 5V, 출력전류 20A의 컨버터를 제작하였으며, 시뮬레이션에 의해 규명된 컨버터의 동특성을 실험을 통하여 입증하였다.

2. 본 론

2.1 회로구성

그림 1은 Boost 입력형 능동 클램프 ZVS 컨버터의 회로도를 나타낸다. 주스위치 Q_1 과 입력측 인덕터 L_1 는 Boost컨버터의 입력측 회로가 되며 Q_2 및 C_2 는 능동 클램프 회로를 구성한다.

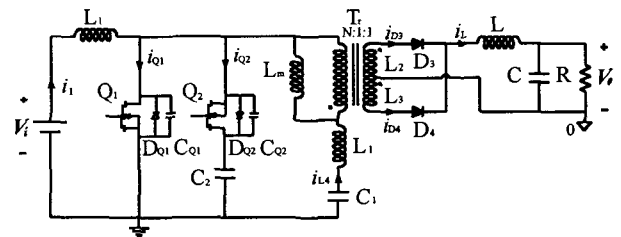


그림 1 능동 클램프 회로를 이용한 boost 입력형 ZVS DC-DC 컨버터

Fig. 1 Circuit diagram of boost input type ZVS converter using the active clamp circuit

* 準 會 員 : 漢陽大學校 電子電氣制御計測工學科 碩士課程
** 準 會 員 : 漢陽大學校 氣電工學科 碩士課程
*** 正 會 員 : 漢陽大學校 電子컴퓨터工學部 教授 · 王博
接受日字 : 2002年 6月 17日
最終完了 : 2002年 7月 20日

L_1 은 트랜스포머의 누설 인덕턴스를 나타내며 L_m 은 자화 인덕턴스를 나타낸다. 큰 용량의 커패시터인 C_1 은 주 스위치 Q_1 이 도통할 때 출력측으로 에너지를 공급하는 전압원으로 동작한다. 이외에 C_{Q1} 과 C_{Q2} 는 스위치의 기생 커패시턴스, D_{Q1} 과 D_{Q2} 는 역 병렬 다이오드를 나타낸다.

그림 2는 Boost 입력형 능동 클램프 ZVS 컨버터의 주요 파형을 나타낸다. 위로부터 스위치 Q_1 , Q_2 의 구동파형, 스위치 양단의 전압 파형, 스위치 전류 파형을 나타내고 있다. 그림 2의 파형에 있어서 두 스위치의 구동은 시비율이 0~100%의 전범위에서 사용 가능함으로써 광범위 입력에 대응한 동작이 가능한 비대칭 제어의 구동방법을 택하고 있으며, $t_1 \sim t_2$ 및 $t_4 \sim t_5$ 의 데드타임 구간을 둠으로써 두 스위치의 영전압 스위칭 동작이 가능하게끔 하고 있다. 두 스위치에 있어서 영전압 스위칭 동작은 다음과 같이 설명 할 수 있다. t_1 에서 스위치 Q_1 이 턴 오프 되면 자화인덕턴스 L_m 및 누설인덕턴스 L_1 과 스위치의 기생커패시턴스 C_{Q1} 및 C_{Q2} 사이의 공진에 의하여, 순간적으로 Q_1 의 C_{Q1} 은 약 $V_i/(1-D)$ 의 전압으로 충전되고, Q_2 의 C_{Q2} 는 0 전압으로 방전되면서 Q_2 의 양단의 전압을 0 전압 상태가 되게끔한다. 이어서 데드타임 구간동안 Q_2 의 역병렬 다이오드 D_{Q2} 가 도통되면서 Q_2 의 영전압 상태가 유지되고 이 구간동안에 Q_2 를 턴 온 시킴으로써 영전압 스위칭 동작이 이루어진다.

스위치 Q_1 의 영전압 스위칭에 대해서도 동일한 방법으로 설명할 수 있는데, t_4 에서 스위치 Q_2 가 턴오프되면 L_m 및 L_1 과 스위치의 기생커패시턴스 사이의 공진에 의하여 순간적으로 Q_2 의 C_{Q2} 는 약 $V_i/(1-D)$ 로 충전되고, Q_1 의 C_{Q1} 은 영전압으로 방전되면서 Q_1 의 양단의 전압을 영전압 상태가 되게끔 한다. 이어서 데드타임 구간동안 Q_1 의 역병렬 다이오드 D_{Q1} 이 도통되면서 Q_1 을 턴 온 시킴으로써 영전압 스위칭 동작이 이루어진다.

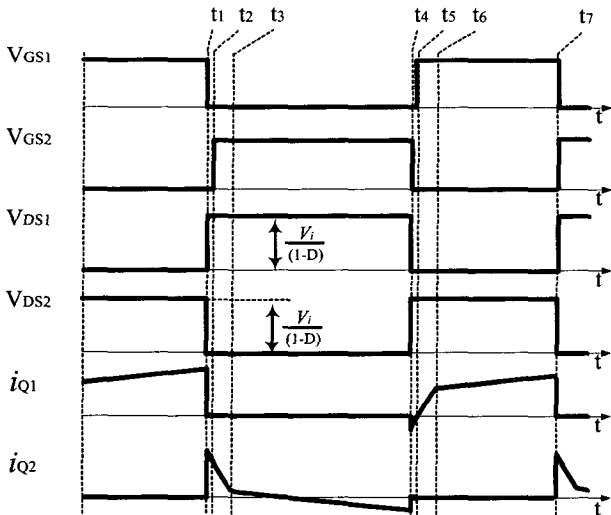


그림 2 각 부의 주요 파형
Fig. 2 The waveforms of drive signals, voltages, and current

2.2 회로해석

그림 1의 Boost 입력형 능동클램프 ZVS 컨버터를 해석함에

있어서 해석의 간결함을 위하여 다음의 사항을 가정한다.

1. 모든 반도체 소자 및 트랜스포머는 이상적인 소자로 한다.
2. 각 스위치의 도통구간 사이의 데드타임은 스위칭 주기에 비해 매우 짧은 기간으로서 무시한다.
3. 기생요소로서는 각 인덕터의 권선저항 및 출력 커패시터의 등가직렬 저항(ESR)을 고려한다.

그리고 그림 2의 파형에 있어서 $t_2 \sim t_3$ 및 $t_5 \sim t_6$ 의 천이 구간은 입력 전력이 출력으로 전달되지 못하는 무효전력의 구간이 되므로 해석의 대상에서 제외하는 것으로 한다.

이상의 가정을 토대로 하여 스위치 Q_1 이 도통하고 Q_2 가 차단되는 동작모드(모드 I)와 스위치 Q_2 가 도통하고 Q_1 이 차단되는 동작모드(모드 II)에 대한 등가회로를 구하여 나타내면 그림 3과 같이 된다.

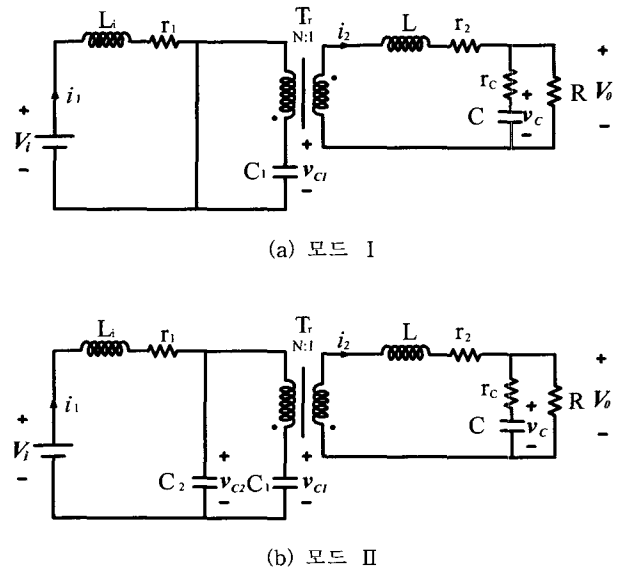


그림 3 등가회로
Fig. 3 Equivalent circuits

그림 3의 등가회로에 있어서 동작 모드별 회로 방정식을 구하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

모드 I :

$$\left. \begin{aligned}
 L_1 \frac{di_1}{dt} &= -r_1 i_1 + v_i \\
 L \frac{di_2}{dt} &= -\{(R // r_c) + r_2\} i_2 - \frac{R}{(R+r_c)} v_c + \frac{v_{c1}}{N} \\
 C \frac{dv_c}{dt} &= \frac{R}{R+r_c} i_2 - \frac{1}{R+r_c} v_c \\
 v_o &= (R // r_c) i_2 + \frac{R}{R+r_c} v_c \\
 C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} &= -\frac{i_2}{N} \\
 C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} &= 0
 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

모드 II :

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

위의 식들에서 i_1 은 입력인덕턴스 L_1 에 흐르는 전류, i_2 는 출력인덕턴스 L 에 흐르는 전류, v_c 는 출력 커패시턴스 C 의 양단의 전압, v_{c1} 은 커패시턴스 C_1 의 양단의 전압, v_{c2} 는 커패시턴스 C_2 의 양단의 전압, r_1 은 L_1 의 권선저항, r_2 는 L 의 권선저항, r_c 는 C 의 등가직렬 저항(ESR)을 나타낸다.

모드 I의 기간을 dT_s 로 가정 했을 때, 앞에서 가정한 데드타임과 천이구간을 무시한다면 모드 II의 기간을 $(1-d)T_s = d'T_s$ 로 근사할 수 있다. 여기서 T_s 는 스위칭 주기를 나타낸다. 식(1) 및 (2)에 상태 공간 평균화법을 적용하여 평균화된 상태방정식을 구하면 다음과 같다. 여기서 “ $\bar{}$ ”(upper bar)는 평균화된 상태변수를 나타낸다.

$$\left. \begin{aligned} L_1 \frac{d\bar{i}_1}{dt} &= -r_1 \bar{i}_1 + \bar{v}_i - d' \bar{v}_{c2} \\ L \frac{d\bar{i}_2}{dt} &= -\{(R//r_c) + r_2\} \bar{i}_2 - \frac{R}{(R+r_c)} \bar{v}_c + \frac{(2d-1)}{N} \bar{v}_{c1} + \frac{d'}{N} \bar{v}_{c2} \\ C \frac{d\bar{v}_c}{dt} &= \frac{R}{R+r_c} \bar{i}_2 - \frac{1}{R+r_c} \bar{v}_c \\ \bar{v}_o &= (R//r_c) \bar{i}_2 + \frac{R}{R+r_c} \bar{v}_c \\ C_1 \frac{d\bar{v}_{c1}}{dt} &= -\frac{(2d-1)}{N} \bar{i}_2 \\ C_2 \frac{d\bar{v}_{c2}}{dt} &= d' \left(\bar{i}_1 - \frac{\bar{i}_2}{N} \right) \end{aligned} \right\} (3)$$

식(3)으로부터 미분항을 0으로 놓고 평균값의 파라미터, 시비율 등을 모두 대문자로 표현하고, $I_1 = \bar{i}_1$, $I_2 = \bar{i}_2$ 의 관계를 적용하면, 정상상태 동작에 대한 식으로서 다음의 식을 구할 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} -r_1 I_1 - V_i - D' V_{c2} &= 0 \\ -r_2 I_2 - V_o + \frac{(2D-1)}{N} V_{c1} + \frac{D' V_{c2}}{N} &= 0 \\ I_1 &= \frac{I_o}{N} \end{aligned} \right\} (4)$$

여기서 I_1 은 입력전류의 평균값, I_2 은 출력전류의 평균값을 나타낸다. 그리고 트랜스포머 1차측 전압의 평균값이 0이라는 점을 이용하면 그림 3의 등가회로도로부터

$$V_{c1} = D' V_{c2} \quad (5)$$

의 관계를 구할 수 있다.

식(4) 및 (5)로부터 정상상태에 있어서 입출력 전압비, V_{c1} 및 V_{c2} 를 구하면 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{V_o}{V_i} &= \frac{2D}{N} \frac{1}{1 + \frac{r}{R}} \\ V_{c1} &= V_i - \frac{r V_o}{NR} \\ V_{c2} &= \frac{V_i}{D'} - \frac{r V_o}{D' NR} \end{aligned} \right\} (6)$$

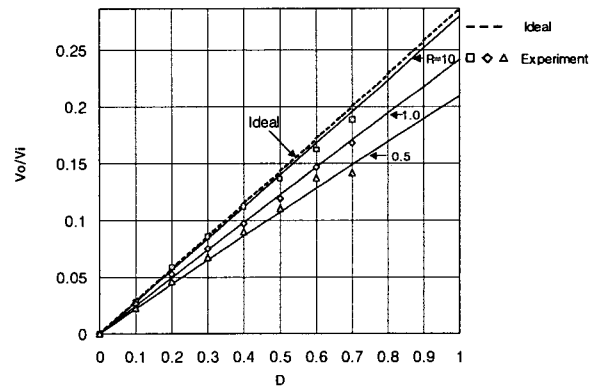
여기서 $r = r_2 + \frac{2Dr_1}{N^2}$ 을 나타낸다.

이 식으로부터 정상상태에서 있어서 입출력 전압비는 시비율 D 에 비례함을 알 수 있으며 기생요소인 인덕터의 권선저항을 무시하면 $2D/N$ 가 됨을 알 수 있다. 또한 커패시터 C_1 및 C_2 의 전압의 정상치 V_{c1} 및 V_{c2} 는 기생요소를 무시하는 경우,

$$\left. \begin{aligned} V_{c1} &= V_i \\ V_{c2} &= \frac{V_i}{D'} \end{aligned} \right\} (7)$$

가 되어 입력전압 및 입력전압에 비례하는 값이 됨을 알 수 있다.

그림 4는 Boost 입력형 능동클램프 ZVS 컨버터의 정상상태에 있어서 시비율 D 의 변화에 대한 입출력 전압비를 나타낸 결과이다. D 의 변화에 대하여 입출력 전압비가 선형으로 증가하고, 파라미터 r/R 의 증가에 따라 컨버터에서의 손실이 증가하여 이상적인 값과의 차가 점점 증가하고 있음을 잘 보여주고 있다.



$r_1=0.85[\Omega]$, $r_2=0.148[\Omega]$, $V_i=48[V]$, $f_s=100[kHz]$, $N=7$

그림 4 Active clamp 회로를 이용한 boost 입력형 ZVS 컨버터의 정상특성

Fig. 4 Steady state characteristics of boost input type ZVS converter using the active clamp circuit

2.3 동특성 해석

Boost 입력형 능동 클램프 ZVS 컨버터의 동특성 해석을 위하여 평균화된 상태방정식인 식(3)을 이용한다. 식(3)의 각 파라미터의 소신호 미소 변동을 고려하고, 선형화 근사 및 Laplace 변환을 수행하면 선형화된 주파수 영역에서의 방정식을 다음과 같이 구할 수 있다. 여기서 “ $\hat{}$ ”(hat)는 신호의 미소변동을 의미한다.

$$\left. \begin{aligned} \left(s + \frac{r_1}{L_i}\right) \hat{i}_1 &= \frac{1}{L_i} \hat{v}_1 - \frac{D'}{L_i} \hat{v}_{c2} \\ \left(s + \frac{r_2}{L}\right) \hat{i}_2 &= -\frac{R}{L(R+r_c)} \hat{v}_c + \frac{(2D-1)}{NL} \hat{v}_{c1} + \frac{D'}{NL_i} \hat{v}_{c2} + \frac{1}{NL} (2V_{c1} - V_{c2}) \hat{d} \\ \left(s + \frac{1}{C(R+r_c)}\right) \hat{v}_c &= \frac{R}{C(R+r_c)} \hat{i}_2 \\ \hat{v}_o &= (R//r_c) \hat{i}_2 + \frac{R}{R+r_c} \hat{v}_c \\ sC_1 \hat{v}_{c1} &= (1-2D) \frac{\hat{i}_2}{N} - \frac{2I_2}{N} \hat{d} \\ sC_2 \hat{v}_{c2} &= D' \hat{i}_1 - \frac{D'}{N} \hat{i}_2 \end{aligned} \right\} (8)$$

여기서 $r'_2 = (R//r_c) + r_2$ 를 나타낸다.

동특성 해석에 있어서 대표적인 전달함수인 입출력 전달함수와 제어 전달함수는 식(8)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_1} \right|_{\hat{d}=0} &= \frac{A_v(s)}{B(s)}, & \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_1=0} &= \frac{A_d(s)}{B(s)} \end{aligned} \right\} (9)$$

여기서,

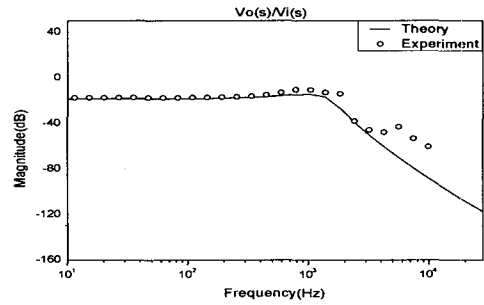
$$A_v(s) = \frac{D'^2 C_1}{NLL_i} \cdot s(r_c C_s + 1) \quad (10)$$

$$\left. \begin{aligned} A_d(s) &= s^4 \frac{CC_1 C_2 r_c (2V_{c1} - V_{c2})}{NL} \\ &+ s^3 \left\{ \frac{C_2}{NL} \left[\frac{2Cr_c(1-2D)V_o}{R} + \frac{CC_1 r_1 r_c (2V_{c1} - V_{c2})}{L_i} + C_1 (2V_{c1} - V_{c2}) \right] \right\} \\ &+ s^2 \left\{ \frac{C}{NLL_i} \left[C_1 D'^2 + C_1 r_c D'^2 (2V_{c1} - V_{c2}) + \frac{2C_2 r_1 r_c V_o (1-2D)}{NR} \right] \right\} \\ &+ s \left\{ \frac{C_1 D'^2}{NLL_i} [1 + (2V_{c1} - V_{c2})] + \frac{2V_o (1-2D)}{N^2 LL_i R} (Cr_c D'^2 + C_2 r_1) \right\} \\ &+ \frac{2D'^2 V_o (1-2D)}{N^2 LL_i R} \end{aligned} \right\} (11)$$

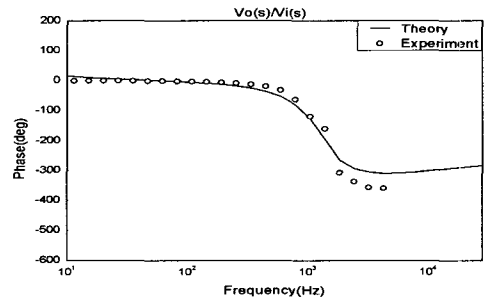
$$\left. \begin{aligned} B(s) &= s^5 \frac{CC_1 C_2}{R} (R+r_c) \\ &+ s^4 \left\{ \frac{CC_1 C_2}{R} (R+r_c) \left(\frac{r'_2 + r_1}{L} + \frac{C_1 C_2}{R} \right) \right\} \\ &+ s^3 \left\{ \frac{C(R+r_c)}{R} \left[\frac{C_2 (1-2D)^2}{N^2 L} + \frac{C_1 C_2 r_1 r'_2}{LL_i} + \frac{C_1 D'^2}{L_i} \right] \right. \\ &\quad \left. + \frac{C_1 C_2}{R} \left(\frac{r'_2 + r_1}{L} + \frac{C_1 C_2 R}{L(R+r_c)} \right) \right\} \\ &+ s^2 \left\{ \frac{C(R+r_c)}{LL_i R} \left[\frac{C_2 r_1 (1-2D)^2}{N^2} + C_1 r_1^2 D'^2 \right] \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{R} \left[\frac{C_2 (1-2D)^2}{N^2 L} + \frac{C_1 C_2 r_1 r'_2}{LL_i} + \frac{C_1 D'^2}{L_i} \right] + \frac{C_1 C_2 r_1 R}{LL_i (R+r_c)} \right\} \\ &+ s \left\{ \frac{(1-2D)^2}{N^2 LL_i R} [CD'^2 (R+r) + C_2 r_1] + \frac{C_1 D'^2}{LL_i} \left[\frac{r'_2}{R} + \frac{R}{(R+r_c)} \right] \right\} \\ &+ \frac{D'^2 (1-2D)}{N^2 LL_i R} \end{aligned} \right\} (12)$$

식(9)로 주어지는 전달함수는 분모의 경우 5차의 특성을 보이고 있고, 분자의 경우 입출력 전달 함수는 2차, 제어 전달함수는 4차의 특성을 나타내고 있다. 그림 5 및 그림 6은 각각 입출력 전달함수와 제어 전달함수의 계산 및 측정결과를 보여주고 있으며 위쪽은 이득의 크기, 아래쪽은 위상을 나타낸다. 또한 계산에 사용된 정수들의 값을 표 1에 나타냈다. 그림 5 및 6의 결과에 있어서 계산결과 및 측정 결과 사이에

는 대체로 양호한 일치성을 보이고 있으나 3kHz 이상의 고주파 영역에서 약간의 오차가 발생하고 있음을 알 수 있다. 이는 앞서 해석의 간결함을 위해 가정한 조건들과 고주파 영역에서의 측정 오차 등에 기인하는 것으로 사료된다.



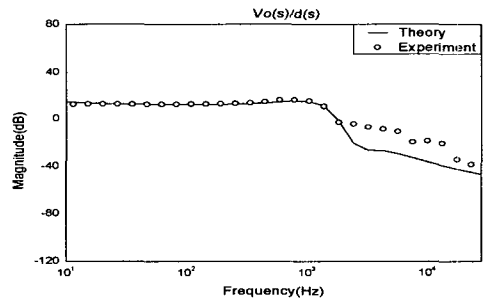
(a) 이득



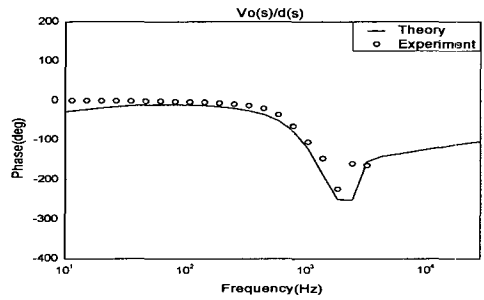
(b) 위상

그림 5 입출력 전달함수

Fig. 5 Audio susceptibility



(a) 이득



(b) 위상

그림 6 제어 전달함수

Fig. 6 Control to output transfer function

표 1 회로정수 값

Table 1 Circuit parameter values

회로정수	정수값	회로정수	정수값
V_i	48 V	V_o	5 V
L	25 μ H	L_i	300 μ H
C	900 μ F	C_1	66 μ F
C_2	22 μ F	R	1 Ω
r_1	0.85 Ω	r_2	0.148 Ω
r_c	0.02 Ω	V_{C1}	48 V
V_{C2}	80 V	D	0.4
N	7	f_s	100 kHz

2.4 페루프 특성

지금까지 해석한 동특성 결과를 토대로 하여 Boost 입력형 능동클램프 ZVS 컨버터의 페루프 특성을 알아보기 위하여 그림 7과 같이 부궤환 제어회로를 적용하였다. 입출력 절연을 위하여 photo-coupler를 사용하고 있으며, 오차증폭기는 2-pole, 1-zero 형태의 보상을 취하고 있다.

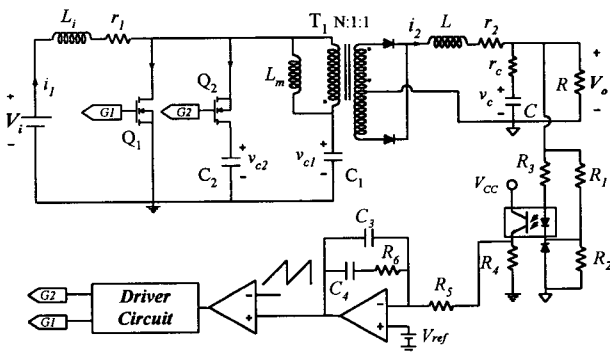


그림 7 부궤환 제어회로

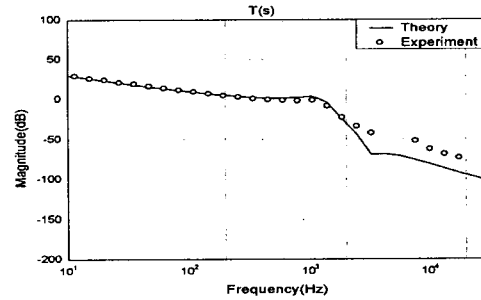
Fig. 7 Negative feedback circuit

오차증폭기의 보상회로의 정수값은 $R_5=45k\Omega$, $R_6=120k\Omega$, $C_2=5.6nF$, $C_4=14nF$ 이다. (f_{p1} =원점, $f_{p2}=133kHz$, $f_z=95kHz$) 식 (9) 및 그림 7로부터 이 컨버터의 루프이득을 구하면 다음과 같이 된다.

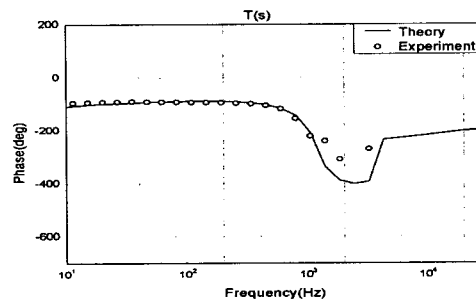
$$T(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{d(s)} \cdot \frac{A(s)}{V_m} \cdot A_c \quad (13)$$

여기서 $A(s)$ 는 오차 증폭기의 이득, $1/V_m$ 은 비교기의 이득, A_c 는 photo-coupler의 이득을 나타내고, 그 값은 각각 $V_m=3$, $A_c=2.6$ 이다.

그림 8은 루프이득 $T(s)$ 의 계산 및 측정결과를 나타낸다. 위쪽은 이득의 크기, 아래쪽은 위상을 나타낸다. 이 결과로부터 교차주파수는 약 700Hz, 위상여유는 약 46°로서 안정한 페루프 특성을 나타내고 있음을 알 수 있다.



(a) 이득



(b) 위상

그림 8 루프 이득

Fig. 8 Loop gain

3. 결 론

능동 클램프 회로를 이용한 Boost 입력형 ZVS 컨버터의 동특성 해석을 수행하였다. 해석결과 입출력 전달함수, 제어 전달 함수 공히 5차의 특성을 보이고 있으며 분자의 항에 있어서는 입출력전달함수의 경우 2차, 제어 전달함수는 4차의 특성을 나타내고 있음을 알았다. 컨버터의 페루프 특성에 있어서 2-pole, 1-zero의 보상회로의 예를 적용한 결과 교차 주파수 700Hz, 위상여유 46°의 안정한 루프이득을 구할 수 있었다. 모든 해석의 결과는 측정을 통하여 그 타당성을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] 정진범, 김희준 “Boost 입력형 능동클램프 DC-DC 컨버터의 제어특성”, 전력전자학회 하계 학술대회, pp. 510-513, 2001
- [2] 오용승, 김성남, 김희준 “Active clamp 회로를 이용한 boost 입력형 ZVS 컨버터의 동특성해석”, 대한전기학회 춘계 학술대회, pp. 155-157, 2002
- [3] Goran Stojcic, Fred C. Lee, Silva Hiti “Small-Signal Charaterization of Active-clamp PWM Converters”, VPEC, pp. 237-245, 1995
- [4] Abedinpour, S., Liu, R., Fasullo, G., Shenai, K. “Small-signal analysis of a new asymmetrical half-bridge DC-DC converter” IEEE, PESC, Vol. 2,

pp. 843-847, 2000

- [5] Korotkov, S., Meleshin, V., Nemchinov, A., Fraidlin, S.
“Small-Signal Modeling of Soft-switched asymmetrical Half-Bridge DC/DC Converter” IEEE, APEC, Vol. 2, pp.707-711, 1995

저 자 소 개



김 성 남(金 成 南)

1976년 12월 15일생. 2002년 한양대 전기 공학과 졸업. 현재 동 대학원 전자전기 제어계측공학과 석사과정 재학

Tel : 031-406-2325

E-mail : hyksn@hanmail.net



오 용 승(吳 龍 繩)

1976년 10월 12일생. 2001년 한양대 전기 공학과 졸업. 현재 동 대학원 메카트로닉스공학과 석사과정 재학

Tel : 031-406-2325

E-mail : dreamsail@ihanyang.ac.kr



김 희 준(金 熙 峻)

1954년 11월 16일 생,
1976년 한양대 공대 전자공학과 졸업.
1978년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사).
1986년 일본 큐슈대학 대학원 전자공학과 졸업(공학박). 현재 한양대학교 전자·컴퓨터공학부 교수

Tel : 031-400-5164

E-mail : hjkim@hanyang.ac.kr