

독립적인 이중 출력을 갖는 DC-DC 컨버터의 해석 및 설계

論 文
54P-4-2

Analysis and Design of DC-DC Converter with Independent Dual Outputs

許泰遠[†] · 朴志浩^{*} · 金炯完^{**} · 禹靖仁^{***}
(Tae-Won Heo · Ji-Ho Park · Dong-Wan Kim · Jung-In Woo)

Abstract - The proposed dual-output DC-DC converter that bases on flyback converter can obtain two output voltage with non-isolated main-output and isolated sub-output at the same time using single-winding high frequency transformer. It can solve problems in multi-winding converter that use one main-switch, and also control quality of isolated sub-output voltage can be improved by additional sub-switch to the second. For analysis and design of the proposed converter system, converters are classified as operation mode from switching state and are become modeling by applying state space averaging method. Steady-state characteristics and dynamic characteristics are analyzed by DC component and perturbation component from state space averaging model. From experiment converter, validity of analysis and design for the propose converter system is confirm.

Key Words : Dual output DC-DC converter, State space averaging method

1. 서 론

스위칭 전원장치(SMPS : Switched Mode Power Supply)는 입력과 출력 사이의 절연, 출력전압 조정 및 다출력 특성을 얻기 위해 비절연형 보다 고주파 변압기를 중심으로 구성되는 절연형 DC-DC 컨버터 형태가 많이 적용되고 있다 [1-2]. 이러한 요구 사항을 만족하는 절연형 컨버터로는 플라이백, 포워드, 하프브리지(half-bridge), 풀브리지(full-bridge) 컨버터가 있으며, 200W급 이하의 소용량으로는 플라이백 컨버터와 포워드 컨버터가 주로 사용되고, 중·대용량으로는 스위치를 pole형으로 구성한 하프브리지, 풀브리지 컨버터가 각각 사용된다[3-5].

소용량의 컨버터로 적용시 포워드 컨버터는 1·2차 권선 구조상 스위치 턴-온 상태에서 변압기 1차측의 자화로 포화 현상을 일으키기 때문에 1차측에 리셋 권선을 부가하여 포화 현상을 방지해야 한다. 반면에 플라이백 컨버터는 스위치 턴-온시 축적한 자화 에너지를 턴-오프시 부하측으로 모두 방출하게 되므로 부가적인 리셋 권선 없이 회로를 구성할 수 있어서 전체 시스템의 소형·경량화를 위한 후단 컨버터로서 적절한 형태이다.

본 논문에서는 출력측의 절연, 다출력 구조, 출력 전압 조

정 특성 등을 고려하여 이중 출력 DC-DC 컨버터를 제안한다. 이중 출력 DC-DC 컨버터는 기존의 플라이백 컨버터와 유사한 구조에 다중 출력을 얻을 수 있도록 한다. 주 출력과 고주파 변압기로 분리시켜 절연한 부 출력을 얻을 수 있는 구조로서 1차측 주 스위치와 2차측 부 스위치에 의해 두 출력 전압을 부하 변동에 관계없이 일정한 전압으로 조정하게 된다. 제안하는 컨버터를 해석적으로 설계하고 고찰하기 위하여 스위칭 상태별로 동작 모드를 구분하고, 상태 공간 평균화법을 적용하여 컨버터 시스템을 모델링 한다[6-10]. 그리고 모델링한 컨버터의 상태 변수들은 직류 정상성분과 미소 변동성분으로 구분 해석하고 선형화된 제어계를 설계하여 그 타당성을 확인하고자 한다.

2. 이중출력 DC-DC 컨버터의 회로구성 및 동작

2.1 회로구성 및 동작해석

기존의 다중 출력 DC-DC 컨버터는 자기 결합에 의한 고주파 변압기의 2차측을 다중 권선으로 하여 절연된 다중 출력을 얻는 구조로서 컨버터의 크기와 손실이 증가하는 단점이 있으며, 두 출력 전압의 조정이 어려웠다.

본 논문에서 제안하는 그림 1의 이중 출력 DC-DC 컨버터는 하나의 고주파 변압기 권선을 이용하여 비 절연된 주 출력과 절연된 부 출력 전압을 동시에 얻을 수 있는 구조로서, 주 출력측과 2차측 스위치를 제외하면 플라이백 컨버터를 기본형태로 하고 있다. 기존의 컨버터 구조와 비교하여 단일 입출력 권선 구조의 고주파 변압기로 이중 출력을 얻을 수 있으며, 2차측에 스위치를 부가하여 제어함으로써 주 출력과 부 출력 전압의 독립적인 조정 특성을 얻을 수 있다.

[†] 교신저자, 正會員 : (주)삼성전기 책임연구원 · 工博
E-mail : sheota@naver.com

^{*} 正會員 : 東明大學 메카트로닉스과 專任講師 · 工博

^{**} 正會員 : 東明大學 아트조명과 副教授 · 工博

^{***} 正會員 : 東亞大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 2004년 7월 24일

最終完了 : 2005년 11월 17일

이중 출력 DC-DC 컨버터의 스위칭 상태에 따라 동작모드 별로 회로해석을 하고, 상태공간 평균화법을 적용하여 정상특 성 및 동특성 해석을 한다. 이중 출력 DC-DC 컨버터의 동작 모드는 그림 2와 같이 스위치 S_1 과 S_2 의 스위칭 상태에 따 라서 3개의 동작모드로 구분할 수 있다. 그림 3은 3개의 동 작모드에 대한 등가 회로구성을 나타낸다.

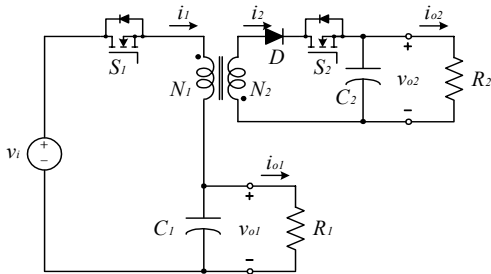


그림 1 제안한 이중출력 DC-DC 컨버터
Fig. 1 Proposed dual-output DC-DC converter

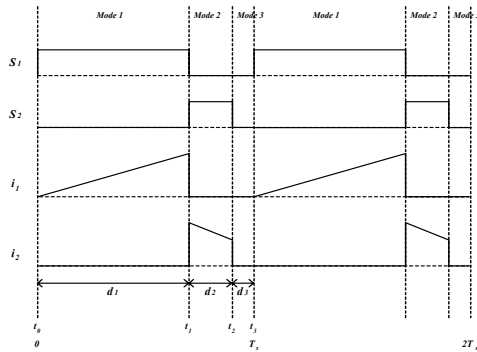
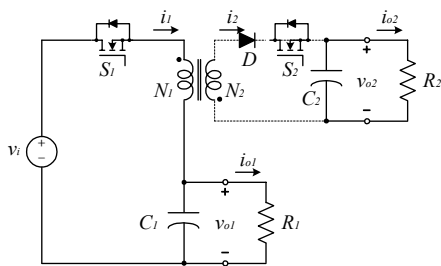
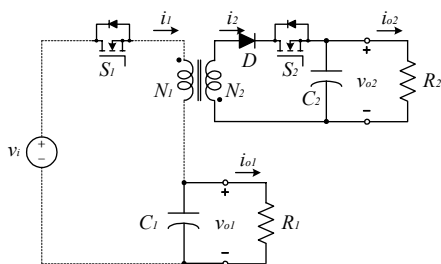


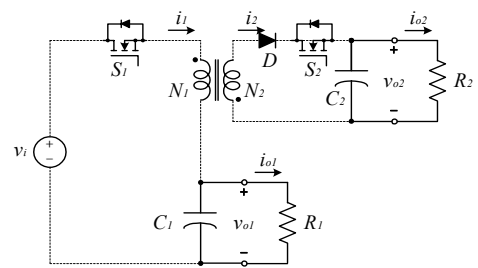
그림 2 각 동작모드별 파형
Fig. 2 Each mode waveforms



(a) Mode 1 ($t_0 \sim t_1$)



(b) Mode 2 ($t_1 \sim t_2$)



(c) Mode 3 ($t_2 \sim t_3$)

그림 3 동작모드별 등가회로
Fig. 3 Equivalent circuits of operation mode

동작모드1($t_0 \sim t_1$)

그림 3(a)의 동작모드1은 스위치 S_1 이 턴-온이고 S_2 가 턴-오프인 상태로 고주파 변압기 1차측 권선에 자화 에너지가 축적되어 1차측 권선에 흐르는 전류 i_1 이 증가하며, 동시에 커패시터 C_1 을 충전시키고 부하 R_1 으로 에너지를 공급한다. 또한 2차측의 전류는 도통하지 않으므로 C_2 에 충전되어 있던 에너지를 부하측으로 방출한다. 동작모드1에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= -\frac{r_1}{L_1} i_1 - \frac{1}{L_1} v_d + \frac{1}{L_1} v_i \\ \frac{dv_d}{dt} &= \frac{1}{C_1} i_1 - \frac{1}{R_1 C_1} v_d \\ \frac{dv_d}{dt} &= -\frac{1}{R_2 C_2} v_d \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, L_1 은 변압기 1차측 권선을 나타내며, r_1 은 1차측 권선의 저항 성분을 나타낸다.

동작모드2($t_1 \sim t_2$)

그림 3(b)의 동작모드2에서는 스위치 S_1 이 턴-오프됨과 동시에 S_2 가 턴-온함으로써, 2차측의 전류가 부 출력측으로 흘러 C_2 에 충전하고 부하로 에너지를 공급한다. 1차측에서는 C_1 에 충전되어 있던 에너지를 부하측으로 공급한다. 동작모드2에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= -\frac{r_2}{n^2 L_1} i_1 - \frac{1}{n L_1} v_d \\ \frac{dv_d}{dt} &= -\frac{1}{R_1 C_1} v_d \\ \frac{dv_d}{dt} &= \frac{1}{n C_2} i_1 - \frac{1}{R_2 C_2} v_d \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, r_2 은 2차측 권선의 저항 성분을 나타내고, n 은 변압기의 1·2차측 권선비 N_2/N_1 이다.

동작모드3($t_2 \sim t_3$)

그림 3(c)의 동작모드3에서는 스위치 S_1 과 S_2 가 동시에 턴-오프되는 상태로 변압기 1차측과 2차측 권선에 전류는 흐

르지 않게 되고, C_1 과 C_2 에 충전되어 있던 에너지가 부하측으로 공급된다. 동작모드3에 대한 등가회로의 상태방정식은 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{dv_a}{dt} &= -\frac{1}{R_1 C_1} v_a \\ \frac{dv_d}{dt} &= -\frac{1}{R_2 C_2} v_d \end{aligned} \quad (3)$$

상태공간 평균화법을 적용하여 컨버터를 해석하기 위하여 상태방정식 (1)~(3)으로부터 i_1 과 v_a , v_d 를 상태변수로 하고 v_i 를 입력변수로 하는 행렬 (4)~(6)으로 나타낼 수 있다. 그리고, 그림 2에서 주어진 듀티비에 따라 상태공간 평균화법을 적용하면 식 (7), (8)과 같이 평균화된 행렬을 구할 수 있다.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \quad b_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_2}{n^2 L_1} & 0 & -\frac{1}{n L_1} \\ 0 & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ \frac{1}{n C_2} & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \quad b_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \quad b_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$A = A_1 d_1 + A_2 d_2 + A_3 d_3 \quad (7)$$

$$b = b_1 d_1 + b_2 d_2 + b_3 d_3 \quad (8)$$

여기서, d_1 과 d_2 는 각각 스위치 S_1 , S_2 에 인가되는 듀티비를 나타내며, 그림 2로부터 $d_3 = 1 - (d_1 + d_2)$ 이다. 상태공간 평균화 모델은 식 (9)와 같이 표현된다.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1 d_1}{L_1} - \frac{r_2 d_2}{n^2 L_1} & -\frac{d_1}{L_1} & -\frac{d_2}{n L_1} \\ \frac{d_1}{C_1} & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ \frac{d_2}{n C_2} & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{d_1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (9)$$

여기서, $x = [\widehat{i_1} \widehat{v_a} \widehat{v_d}]$, $u = v_i$ 이다.

식 (9)의 상태공간 평균화 모델로부터 정상상태와 과도상태에서의 상태방정식을 각각 분리하기 위해 각 변수들을 대문자로 표시한 정상성분과 소문자에 “~”로 표시한 미소 변동성분의 합으로 표현한다.

$$d_1 = D_1 + \widehat{d_1}, \quad d_2 = D_2 + \widehat{d_2}, \quad \widehat{i_1} = I_1 + \widehat{i_1},$$

$$\widehat{v_a} = V_a + \widehat{v_a}, \quad \widehat{v_d} = V_d + \widehat{v_d}, \quad v_i = V_i + \widehat{v_i}$$

이 변수들을 식 (9)에 대입하면 다음과 같이 정상성분과 미소 변동성분에 대한 상태공간 평균화 모델 식 (10)과 (11)을 얻는다.

$$0 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1 D_1}{L_1} - \frac{r_2 D_2}{n^2 L_1} & -\frac{D_1}{L_1} & -\frac{D_2}{n L_1} \\ \frac{D_1}{C_1} & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ \frac{D_2}{n C_2} & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} \frac{D_1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U \quad (10)$$

$$\widehat{x} = \begin{bmatrix} \alpha & \frac{D_1}{L_1} & -\frac{D_2}{n L_1} \\ \frac{D_1}{C_1} & -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ \frac{D_2}{n C_2} & 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix} \widehat{x} + \begin{bmatrix} \frac{D_1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \widehat{u}_1 + \begin{bmatrix} \beta \\ \frac{I_1}{C} \\ 0 \end{bmatrix} \widehat{u}_2 + \begin{bmatrix} \gamma \\ 0 \\ \frac{I_1}{n C_2} \end{bmatrix} \widehat{u}_3 \quad (11)$$

식 (10)의 $X = [I_1 \ V_a \ V_d]$, $U = V_i$ 이다. 그리고, 식 (11)의 $\widehat{x} = [\widehat{i_1} \ \widehat{v_a} \ \widehat{v_d}]$, $\widehat{u}_1 = \widehat{v_i}$, $\widehat{u}_2 = \widehat{d_1}$, $\widehat{u}_3 = \widehat{d_2}$ 이며 미소 변동성분간의 곱은 매우 작은 값이 되므로 무시하였다. 식 (11)의 α , β , γ 값은 다음과 같다.

$$\alpha = -\frac{r_1 D_1}{L_1} - \frac{r_2 D_2}{n^2 L_1}, \quad \beta = -\frac{r_1 I_1}{L_1} - \frac{V_a}{L_1} + \frac{V_i}{L_1}, \quad \gamma = -\frac{r_2 I_1}{n^2 L_1} - \frac{V_d}{n L_1} \quad (5)$$

2.2 정상특성 및 동특성 해석

2.2.1 정상특성 해석

출력 필터 커패시터가 충분히 커서 출력 전압의 리플을 무시한다면 식 (10)으로부터 전압 이득은 식 (12), (13)과 같이 구할 수 있다. 여기서는 해석을 간단히 하기 위해 두 출력의 부하 저항이 같으며, 권선비는 1로 설정하였다. 그리고, 듀티비 $D_2 = 1 - D_1$ 으로 가정하고 해석하였다. 그림 4에서는 듀티비 D_1 에 대한 전압 이득의 변화를 나타낸다. 이중 출력 DC-DC 컨버터의 설계에 있어서 입력과 출력 전압이 결정되면 회로 파라미터를 구하는데 필요한 듀티비 D_1 을 적절하게 선정할 수 있다.

$$A_{V_1} = \frac{V_a}{V_i} = \frac{n^2 R_1 D_1^2}{n^2 D_1 (r_1 + R_1 D_1) + D_2 (r_2 + R_2 D_2)} \quad (12)$$

$$A_{V_2} = \frac{V_d}{V_i} = \frac{n R_2 D_1 D_2}{n^2 D_1 (r_1 + R_1 D_1) + D_2 (r_2 + R_2 D_2)} \quad (13)$$

출력 v_a 은 스위치 S_1 이 턴-온 상태인 동작모드1에서는 입력측으로부터 전력을 공급받아 출력 전압 v_a 이 상승하는 구간이며, 동작모드2와 3에서는 스위치 S_1 이 턴-오프되어 출력 전압 v_a 은 감소하게 된다. 따라서, 스위칭 주파수가 충분히 높다고 가정하면 출력전압 리플은 스위치 S_1 이 턴-오프되는 $(1 - D_1)T_s$ 구간에 해당하는 상태방정식 (2)와 (3)으로써

터 식 (14)와 같이 구해진다. 동일한 방법으로 ΔV_{α} 도 구할 수 있으며, 식 (15)와 같다.

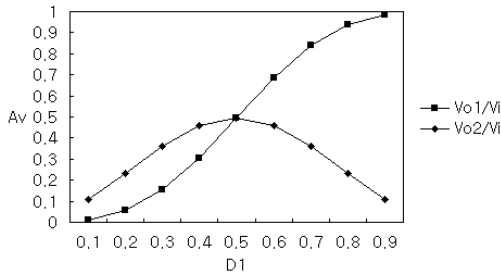


그림 4 듀티비에 대한 전압이득
Fig. 4 Voltage gain for duty ratio

식 (18)과 (19)로부터 출력 전압의 리플을 줄이기 위해서는 스위칭 주파수는 높게 설정되어야 하며, 커패시터가 가능한 크게 설계해야 한다.

$$\Delta V_{\alpha 1} = \frac{V_{\alpha}(1-D_1)T_s}{R_1 C_1} \quad (14)$$

$$\Delta V_{\alpha 2} = \frac{V_{\alpha}(1-D_2)T_s}{R_2 C_2} \quad (15)$$

2.2.2 동특성 해석

미소 변동성분에 관한 상태공간 평균화 모델식 (11)을 라플라스 변환하면 이중 출력 DC-DC 컨버터의 주 출력에 관한 입출력 전달함수 식 (16)과 제어 전달함수 식 (17)을 구할 수 있다.

$$G_{\alpha}(s) = \frac{\widehat{v}_{\alpha}(s)}{\widehat{v}_{\alpha}(s)} = \frac{\frac{D_1}{L_1} \frac{D_1}{C_1} \left(s + \frac{1}{R_2 C_2} \right)}{n(s)} \quad (16)$$

$$G_{\alpha}(s) = \frac{\widehat{v}_{\alpha}(s)}{\widehat{d}_1(s)} = \frac{\beta \frac{D_1}{C_1} \left(s + \frac{1}{R_2 C_2} \right) + \frac{I_1}{C_1} \left\{ (s-\alpha) \left(s + \frac{1}{R_2 C_2} \right) + \frac{D_2}{n L_1} \frac{D_2}{n C_2} \right\}}{n(s)} \quad (17)$$

여기서, $n(s) =$

$$(s-\alpha) \left(s + \frac{1}{R_1 C_1} \right) \left(s + \frac{1}{R_2 C_2} \right) + \frac{D_1^2}{L_1 C_1} \left(s + \frac{1}{R_2 C_2} \right) + \frac{D_2^2}{n^2 L_1 C_2} \left(s + \frac{1}{R_1 C_1} \right)$$

입출력 전달함수 식 (16)과 제어 전달함수 식 (17)을 이용해서 보드선도를 나타내면 그림 5 및 그림 6과 같다. 그림 5의 저주파 영역 이득은 -3[dB] 정도이고, 공진 주파수는 약 $1.8 \times 10^3 [rad/sec]$ 이다. 고주파 영역에서는 감쇠 특성을 보이고 있으며, 위상이 -180° 로서 지연되고 있음을 확인할 수 있다. 그림 6에서는 저주파 영역에서의 이득은 32.5[dB]로 나타나며, 공진 주파수는 약 $1.8 \times 10^3 [rad/sec]$ 이다. 고주파 영역에서는 감쇠 특성을 보이고 있으며, 위상이 -180° 를 향하여 지연되다가 -90° 로 수렴해 가는 것을 알 수 있다.

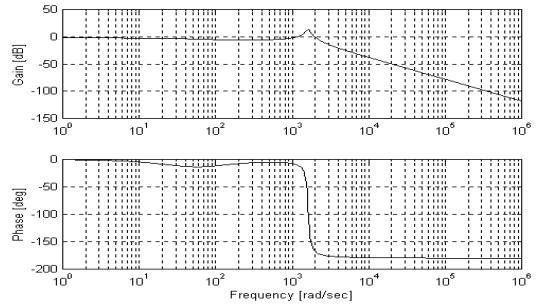


그림 5 $\widehat{v}_{\alpha}(s)/\widehat{v}_i(s)$ 의 보드선도
Fig. 5 Bode diagram of $\widehat{v}_{\alpha}(s)/\widehat{v}_i(s)$

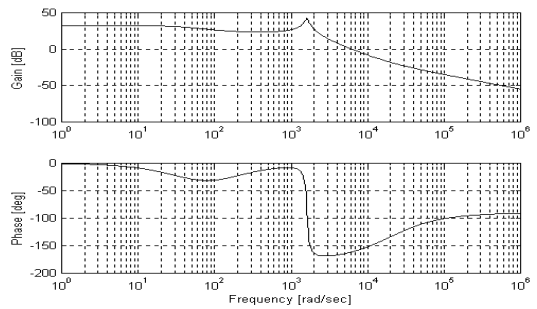


그림 6 $\widehat{v}_{\alpha}(s)/\widehat{d}_1(s)$ 의 보드선도
Fig. 6 Bode diagram of $\widehat{v}_{\alpha}(s)/\widehat{d}_1(s)$

2.3 보상회로 설계

이중 출력 DC-DC 컨버터는 두 개의 출력 전압을 하나의 고주파 변압기 권선을 이용하여 비 절연된 주 출력과 절연된 부 출력을 동시에 얻을 수 있는 구조이다. 전체 제어계는 주 출력 전압을 검출하여 전압 제어루프를 형성하여 주 스위치 S_1 에 듀티 펄스 패턴을 인가한다. 그리고 부 스위치 S_2 의 듀티비는 부 출력 전압과 S_1 에 인가되는 듀티비로부터 발생시킨다. 그러므로, 출력 전압의 검출을 통한 단일 전압제어 루프만으로 두 출력 전압의 조정이 가능하게 된다. 이중 출력 DC-DC 컨버터를 정상상태 직류 동작점을 중심으로 선형화하여 전체 제어계를 미소 변동성분에 대한 전달함수로 표현할 수 있다. 따라서, 전체 전압 제어계 구성을 위한 선형 보상기 $G_c(s)$ 의 설계가 가능해진다. 그림 7은 보상기와 패턴 변조기를 포함하는 이중 출력 DC-DC 컨버터의 주 출력 제어계를 나타낸다. 여기서, $G_{\alpha}(s)$ 는 식 (21)에서 구한 듀티비 입력에 대한 주 출력 전압의 전달함수를 나타내며, 두 번째 블록의 V_m 은 삼각파의 진폭으로서 패턴 변조기를 나타낸다. 그리고 $G_{\alpha}(s)$ 는 보상기의 전달함수를 나타낸다.

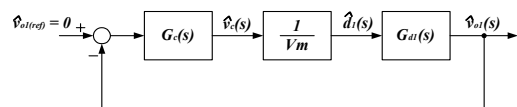


그림 7 전압제어시스템의 블록선도
Fig. 7 Block diagram of voltage control system

출력 전압의 저주파수 영역에서의 이득을 크게 하고, 차단 주파수가 스위칭 주파수의 1/4~1/5이 되도록 하며, 45°~60° 범위의 위상 여유를 갖도록 제어계를 설계하기 위하여 보상기의 전달함수 $G_c(s)$ 를 결정한다.

보상기 $G_c(s)$ 는 출력 전압 조정 특성을 향상시키기 위해 그림 8의 연산 증폭기를 이용하여 전달함수가 하나의 영점과 두 개의 극점을 갖도록 식 (18)과 같이 설계한다.

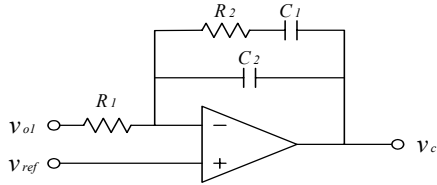


그림 8 2차측 컨버터의 전압 보상기
Fig. 8 Op-amp voltage compensator of second stage converter

$$G_c(s) = \frac{v_c(s)}{v_d(s)} = \frac{s + \omega_z}{R_1 C_2 s(s + \omega_p)} \quad (18)$$

여기서, $\omega_z = \frac{1}{R_2 C_1}$ 이고, $\omega_p = \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2}$ 이다.

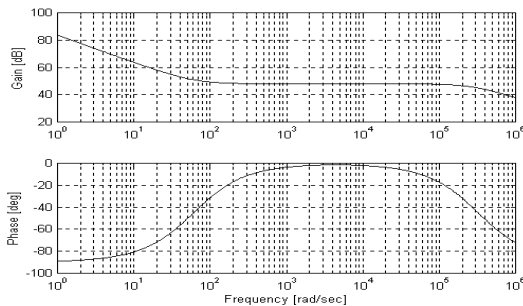


그림 9 전압 보상기 $G_c(s)$ 의 보드선도
Fig. 9 Bode diagram of designed voltage compensator $G_c(s)$

그림 9는 컨버터 시스템의 요구 조건을 만족하도록 설계한 보상기 그림 8에 대한 보드선도이며, 영점 및 극점 주파수는 각각 $\omega_z = 60.6 [rad/sec]$, $\omega_p = 322.6 \times 10^3 [rad/sec]$ 로 설계하였다. 비보상 컨버터 시스템의 폐턴 변조기의 전달함수와 $G_d(s)$ 를 함께 나타낸 보드선도는 그림 10 ①이다. 그리고 그림 10 ②는 설계된 보상기를 부가한 전체 제어계의 보드선도이다.

비보상 이중 출력 DC-DC 컨버터에 대한 보드선도의 그림 10 ①에서 저주파수 영역의 이득은 25[dB] 정도이고, 교차 주파수는 $4 \times 10^3 [rad/sec]$ 정도로서 약 $0.64 [kHz]$ 이며, 위상여유는 약 13.3° (이득여유 ∞)이다. 그림 10 ②의 보드선도에서는 설계된 보상기에 의해 다음과 같이 보상됨을 알 수 있다.

첫째, 저주파수 영역에서 100dB 이상의 높은 이득을 나타내고 있으므로 출력 전압의 정상상태 오차를 줄일 수 있다.

둘째, 교차 주파수는 $150 \times 10^3 [rad/sec]$ 로서 약 $2 [kHz]$ 이고

스위칭 주파수 100[kHz]의 약 1/4로서 컨버터 시스템의 과도 특성을 향상시킬 수 있다.

셋째, 위상여유는 56.6° (이득여유 137[dB])로서 안정 조건인 $45^\circ \sim 60^\circ$ 의 범위 내에서 적절히 설계되었음을 알 수 있다.

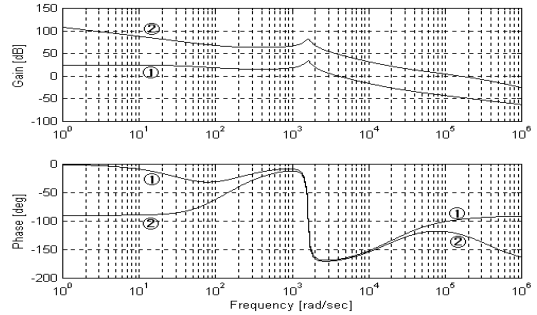


그림 10 보상 전·후 시스템의 보드선도
Fig. 10 Bode diagram of uncompensated and compensated system

3. 시뮬레이션 및 실험 결과

3.1 시뮬레이션 결과 및 고찰

그림 11은 주 출력측의 부하 전류 i_d 을 증가시킨 경우의 각부 파형으로서 (a) 주 출력 전압 v_d , (b) 주 출력측 부하 전류 i_d , (c) 부 출력 전압 v_{ℓ} , (d) 부 출력측 부하 전류 i_{ℓ} 를 각각 나타낸다. i_d 이 증가하더라도 v_d 는 설정한 기준전압 15[V]의 정전압 조정 특성을 나타내며, v_{ℓ} 또한 기준전압 48[V]로 일정하게 조정된다.

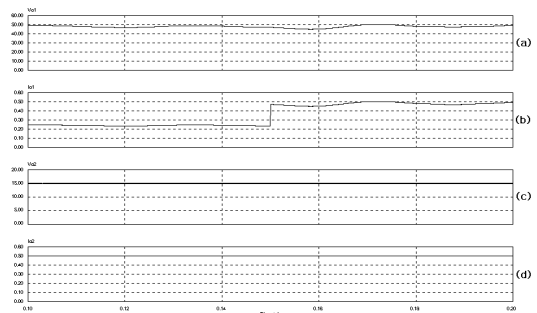


그림 11 주 출력측 부하변동에 대한 시뮬레이션 결과
Fig. 11 Simulation results for main-load variation

그림 12는 부 출력측의 부하 전류 i_{ℓ} 를 변동시킨 경우에 대한 각부 파형으로서 그림 2.38과 같이 (a) 주 출력 전압 v_d , (b) 주 출력측 부하 전류 i_d , (c) 부 출력 전압 v_{ℓ} , (d) 부 출력측 부하 전류 i_{ℓ} 를 각각 나타낸다. i_{ℓ} 의 변화에 대해서 주 출력과 부 출력 전압 모두 거의 일정하게 조정되고 있다. 따라서, 제안된 이중 출력 DC-DC 컨버터는 부 출력측 부하변동에 거의 영향을 받지 않고 동작한다는 것을 알 수 있다.

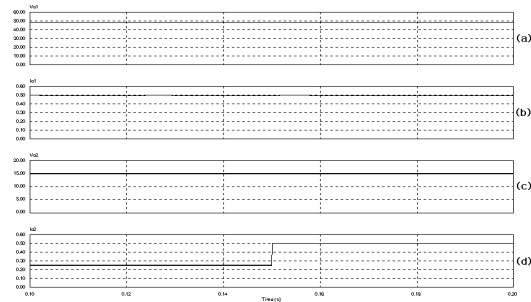
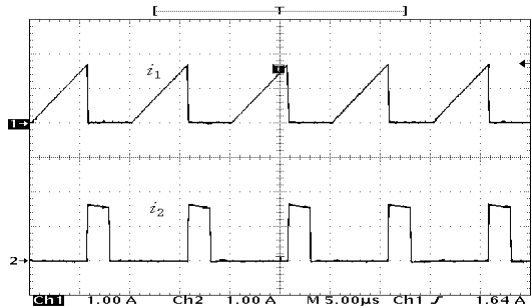


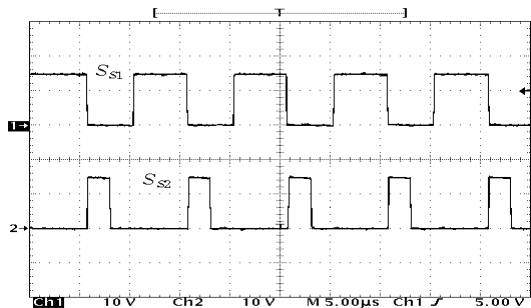
그림 12 부 출력측 부하변동에 대한 시뮬레이션 결과
 Fig. 12 Simulation results for sub-load variation

3.2 실험 결과 및 고찰

그림 13에서 (a)는 이중 출력 DC-DC 컨버터의 고주파 변압기 1차측에 흐르는 전류 i_1 와 2차측에서 흐르는 전류 i_2 의 파형을 나타낸다. 그리고, (b)는 주 스위치 S_{S1} 과 부 스위치 S_{S2} 에 듀티로서 인가되는 게이트 펄스 파형이다. (a)의 1·2차측 전류가 게이트 펄스에 의해 도통과 차단을 반복함을 알 수 있다. 이중 출력 DC-DC 컨버터의 해석에서 제시된 스위칭 상태에 따른 이론적인 파형과 측정 파형이 일치함을 확인할 수 있다.



(a) first and second current

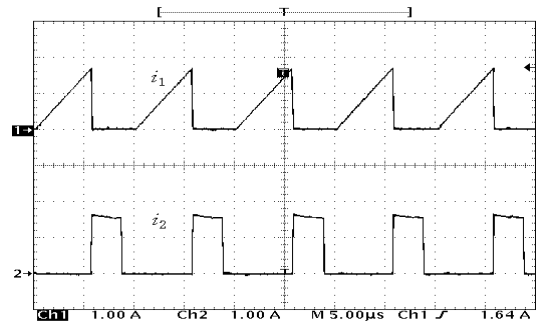


(b) Gate pulse pattern of S_{S1} and S_{S2}

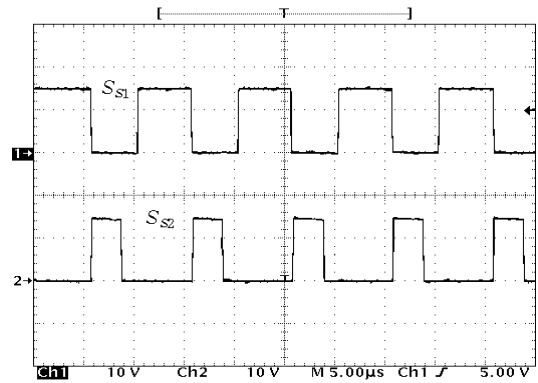
그림 13 저부하 전류 i_L 에서의 전류 및 듀티비
 Fig. 13 Current and duty on low load current i_L

그림 14는 부 출력측의 부하 전류 i_L 를 증가시킨 경우의 파형으로 (a)는 1·2차측 전류를 나타내며 (b)는 부 출력측 전류의 증가로 스위칭 펄스폭이 늘어난 것을 확인할 수 있

다. 부 스위치 S_{S2} 에 인가되는 펄스폭의 증가는 (a)에서 보인 것처럼 2차측 전류의 증가를 가져와서 결국 부하 전류의 증가로 나타나게 된다.



(a) First and second current



(b) Gate pulse pattern of S_{S1} and S_{S2}

그림 14 고부하 전류 i_L 에서의 전류 및 듀티비
 Fig. 14 Current and duty on high load current i_L

그림 15는 변압기의 1차측에 걸리는 전압 파형으로서 스위칭 상태에 따라서, +152V에서 -15V로 변화하게 된다.

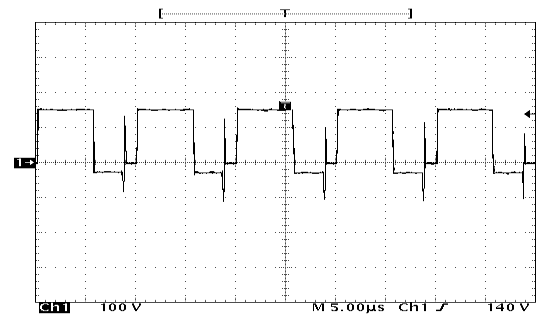


그림 15 변압기 1차측 전압
 Fig. 15 First side voltage of transformer

제안한 이중 출력 DC-DC 컨버터의 출력 전압 조정 특성을 확인하기 위하여 부하 전류를 변화시키면서 주 출력 전압 v_d 과 부 출력 전압 v_e 를 측정하였다. 그림 16은 주 출력측 부하 전류 i_L 을 변화시키면서 측정된 출력 전압 v_d 과 v_e 이다. 부하 전류 0.4A~0.9A 사이에서는 두 출력 전압이

15V, 48V로 일정한 조정 특성을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 그림 17은 부 출력측 부하 전류 i_{d2} 을 변화시키면서 출력 전압 v_{d1} 과 v_{d2} 를 측정된 결과이다. 부 출력 전압은 전체 범위에서 일정한 조정 특성을 나타냈으며, 주 출력 전압은 0.6A이상의 부하 전류에서 조정 특성이 떨어지는 것을 알 수 있다.

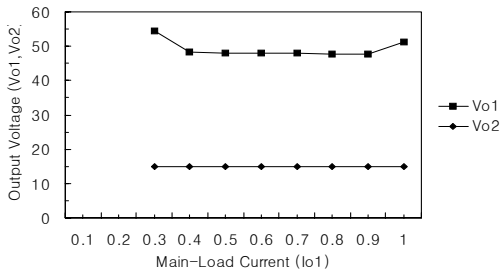


그림 16 i_{d1} 의 변동에 대한 실험결과
 Fig. 16 Experimental results of regulation for i_{d1} variation

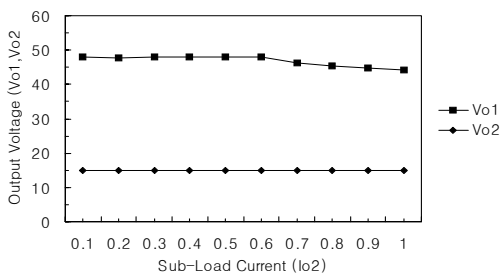


그림 17 i_{d2} 의 변동에 대한 실험결과
 Fig. 17 Experimental results of regulation for i_{d2} variation

4. 결 론

제안하는 이중 출력 DC-DC 컨버터는 주 출력과 고주파 변압기로 주 출력과 분리시켜 절연한 부 출력을 얻을 수 있는 구조이다. 이러한 구조는 기존의 2차측 다중 권선을 이용하는 다출력 컨버터 구조에 비해 크기와 손실을 감소시킬 수 있다. 또한 2차측에 부 스위치를 부가함으로써 기존의 1차측 주 스위치만을 이용하는 다중 권선 방식에서 두 출력 전압을 독립적으로 조정하기 어려운 문제를 해결할 수 있으며, 절연된 부 출력 전압의 조정 특성 또한 향상시킬 수 있었다.

본 논문에서는 제안한 컨버터를 해석·설계하기 위하여 스위칭 상태별 동작모드를 구분하고, 상태공간 평균화법을 적용하여 컨버터 시스템을 모델링 하였다. 그리고 상태공간 평균화법으로 모델링한 컨버터의 상태 변수를 직류 정상성분과 미소 변동성분으로 구분 해석하였다. 직류 정상성분에 의한 정상특성 해석으로부터 스위치에 인가되는 듀티비에 따른 컨버터의 입출력 전압이득, 출력전압 리플 등을 고찰해 봄으로써 설계시 입출력 전압이 먼저 결정되면 그것에 따른 듀티비

로부터 컨버터의 회로 파라미터 선정 기준을 얻을 수 있다.

또한, 미소 변동성분에 의한 동특성 해석을 통해서 정상 상태 직류 동작점 중심으로 선형화한 컨버터의 제어 전달함수를 이용하여 출력 전압 조정을 위한 제어계를 설계할 수 있었다. 전·후단 각각의 컨버터 제어 전달함수로부터 하나의 영점과 두 개의 극점을 갖는 보상기를 설계하여 일반적인 전원 장치에 요구되는 세 가지 사양을 만족하도록 제어계를 설계하였다.

본 논문에서 제안한 컨버터 시스템의 모델링, 해석 및 설계의 타당성을 확인하기 위하여 실험한 결과 이중 출력 DC-DC 컨버터의 1·2차측 측정 전류 파형이 스위칭 상태에서의 이론적인 파형과 일치하였으며, 주 출력 스위치와 부 출력 스위치에 인가되는 듀티비에 따라 전류 파형의 변화를 확인하였다. 또한, 주 출력과 부 출력 사이의 부하 전류 변화에 따른 전압 조정 특성으로부터 컨버터의 동작 범위를 설정할 수 있다. 그리고, 동작 범위내에서 주 출력 또는 부 출력 부하 전류의 변화에 무관하게 두 출력 전압은 일정하게 조정된다.

참 고 문 헌

- [1] L. D. Stevanovic and Slobodan Cuk, "Capacitive Idling Converters with Decoupled Input Voltage and Load Regulation Loops," IEEE PESC, pp.681~688 (1993)
- [2] D. Y. Lee, I. Choy and D.S. Hyun, "A New PWM DC/DC Converter with Isolated Dual Output Using Single Power Stage," IEEE IAS, Vol. 3, pp. 1889~1895 (2001)
- [3] B. Lehman and R. M. Bass, "Switching Frequency Dependent Averaged Models for PWM DC-DC Converters," IEEE PESC, Vol. 1, pp.636~642 (1995)
- [4] 안태영, "전류형 다출력 컨버터의 동작특성 해석," 대한전기학회 논문지, Vol. 46, No. 6, pp. 894~899 (1997)
- [5] 김희준, 스위칭 전원의 기본 설계, 성안당 (2002)
- [6] Y. T. Chen, D. Y. Chen and Y. P. Wu, "Small-Signal Modeling of Multiple-Output Forward Converters with Current-Mode Control," IEEE Trans. on PE, Vol. 11, No. 1, pp. 122~131 (1996)
- [7] R. W. Erickson, S. Cuk, et.al, "Large-signal Modelling and Analysis of Switching Regulators," IEEE PESC, (1982)
- [8] W. M. Polivka, P. R. K. Chetty, et.al, "State-Space Average Modelling of Converters with Parasitics and Storage-Time Modulation," IEEE PESC, (1980)
- [9] 허태원, 박지호, 노태균, 정재륜, 김동완, 우정인, "Interleaved 승압형 역률보상 컨버터의 해석," 대한전기학회 논문지, Vol. 51P, No. 4, pp. 186~192 (2002)
- [10] 허태원, 손영대, 김동완, 김춘삼, 박한석, 우정인, "2단 역률보상회로를 구성하는 Interleaved 승압형 컨버터의 해석 및 설계," 대한전기학회 논문지, Vol. 52B, No. 7, pp. 343~351 (2003)

저 자 소 개



허 태 원 (許 泰 遠)

1973년 4월 27일생. 1997년 동서대 전자공학과 졸업. 1999년 동아대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 8월 동대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 (주)삼성전기 책임연구원.



박 지 호 (朴 志 浩)

1971년 4월 23일생. 1997년 동아대 전기공학과 졸업. 1999년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 8월 동대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 동명대학 메카트로닉스과 전임강사.

Tel : 051-620-3629

E-mail : jhpark@tmc.ac.kr



김 동 완 (金 炯 完)

1960년 2월 1일생. 1984년 동아대 전기공학과 졸업. 1987년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 동명대학 아트조명과 부교수.

Tel : 051-620-3416

E-mail : dongwan@tmc.ac.kr



우 정 인 (禹 靖 仁)

1941년 2월 12일생. 1963년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 영남대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1984년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 동아대 전기공학과 교수.

Tel : 051-200-7734

Fax : 051-200-7743

E-mail : jiwoo@dau.ac.kr