단일 2차측 권선을 이용한 이중 출력용 PWM DC/DC 컨버터의 모델링 및 Control 방법에 대한 연구

장상현*, 이동윤**, 최 익***, 송중호***, 유지윤*
고려대학교 전기공학과*, 한양대학교 전기공학과**, 한국과학기술연구원 지능제어센터***

A Study on the Modeling and Control method of PWM DC/DC Converter with Isolated two outputs

Sang-Hyun Jang, Dong-Yun Lee, Ick Choy, Joong-Ho Song and Ji-Yun Yoo
Korea Univ., Hanyang Univ., Kist

Abstract-This paper presents the circuit modeling and Control methods of PWM DC/DC Converter with Isolated dual outputs. The dual output converter topology is consisted of the two switch and single secondary winding. The control algorithm, which is used by an adjusted PI control methods, of Dual Output PWM DC/DC converter is proposed in this paper. The proposed adjusted PI control method has faster response characteristics than conventional PI control methods at load change. The validity of the proposed adjusted control method is verified with the several interesting simulation results.

1. 서 론

일반적으로 컨버터에서는 두 전원 이상의 출력전압이 요구되는 경우가 대부분이다. 예를들면 서보 모터를 제어하는 경우 제어기와 모터의 전원으로 나누어질 수 있다. 이러한 목적을 위해서 다중 권선의 변압기를 사용하거나 또는 각각의 조절된 출력전압을 얻기 위해 여러대의 컨버터를 cascade 방식으로 연결하여 출력전압을 얻는 두 가지 방식이 주로 이용되고 있다. 하지만 기존의 이러한 시스템은 비용 및 크기면에서 전체 시스템의 부피를 증가시키게 되는 문제점을 가지고 있다. 따라서 이러한 문제점을 감소시키기 위해 최근 하나의 컨버터 시스템을 이용하여 시스템의 고 전력밀도를 이룰 수 있고 다중출력을 얻을 수 있는 컨버터 시스템에 관한 연구가 활발히 이루어지고 있다 [1]-[5]. 이러한 다중 출력용 DC/DC 컨버터는 산업적, 상업적 그리고 군사적인 응용과 같은 전력전자 장비에 현재 많이 응용이 되어지고 있다. 하지만 이러한 시스템을 정확히 제어하기 위해서는 시스템의 정확한 모델링을 통한 제어회로의 안정성 및 신뢰성을 확보하여야 한다. 최근 단일 2차측 권선을 이용한 다중 출력용 새로운 PWM DC/DC 컨버터 회로가 제안되었다 [1]. 따라서 본 논문에서는 [1]의 컨버터 시스템을 이용하여 시스템의 정확한 모델링과 컨버터에 사용되는 Control 방법에 대해 연구하고자 한다. 제안한 제어 알고리즘은 기존의 평균전류 제어 기법에 부하에 따라 예측된 인덕터 전류를 이용하여 전향 보상함으로써 부하변화 시 기존 제어 기법보다 훨씬 더 빠른 응답성을 가지게 된다.

2. 본 론

2.1 동작원리

컨버터는 두 개의 스위치와 하나의 절연된 2차측 권선을 사용하여 절연된 전원과 비 절연된 전원을 동시에 얻을 수 있고 전체 시스템 구조는 그림 1과 같다.

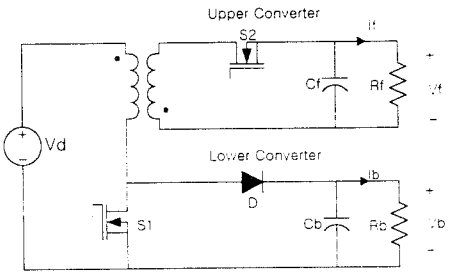


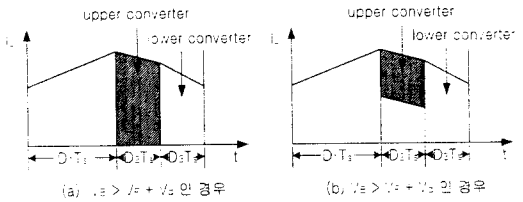
그림 1. PWM DC/DC 컨버터

2.2 동작원리

컨버터의 정상상태 회로해석을 위하여 다음과 같은 가정을 하였다.

- 모든 소자와 스위치는 이상적이다.
- 자화 인덕터는 전류원으로서 간주될 만큼 충분히 크다.
- 출력 커패시터는 전압원으로서 간주될 만큼 충분히 크다.
- 변압기의 변압비는 1:1이다.

동작모드는 스위치 S1과 S2의 온, 오프에 따라 세 단계로 구성되어 있고, S1이 오프되고 S2가 온인 상태, 즉 모드 2에서는 $V_f + V_d$ 와 V_b의 전압비에 따라 Lower 컨버터로 전류가 흐르거나 흐르지 않는 두가지 경우가 발생하며 이것은 그림 2와 같다.



(a) $I_{Lf} > V_f + V_d$ 인 경우 (b) $V_f + V_d > V_b$ 인 경우

그림 2. 컨버터의 인덕터 전류 파형

그림 2의 경우를 고려하면 전체 동작모드는 그림 3과 같다.

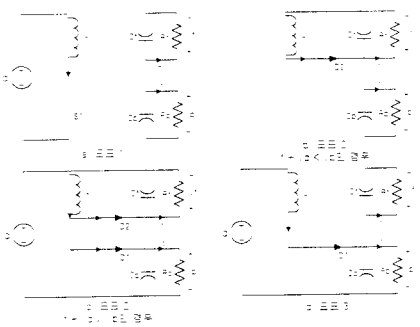


그림 3. 동작 모드

모드 2에서의 그림2와 같이 두가지 경우를 고려하여 회로를 모델링하면 식(1),(2)를 유도할 수 있다. 식(1)은 $V_b > V_f+V_d$인 경우 식(2)는 $V_b < V_f+V_d$인 경우를 나타내고 있다.

$$\begin{aligned} L\frac{di_L}{dt} &= V_d(1-S2)-V_f(1-S1)S2-V_b(1-S1)(1-S2) \\ C_f\frac{dv_f}{dt} &= -\frac{V_f}{R_f}+i_L(1-S1)S2 \\ C_b\frac{dv_b}{dt} &= -\frac{V_b}{R_b}+i_L(1-S1)(1-S2) \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} L\frac{di_L}{dt} &= V_b-V_d(1-S2) \\ C_f\frac{dv_f}{dt} &= -\frac{V_f}{R_f}+i_{Lf}S1(1-S2) \\ C_b\frac{dv_b}{dt} &= -\frac{V_b}{R_b}+i_{Lb}S1(1-S2)+i_L(1-S1)(1-S2) \end{aligned} \quad (2)$$

2.3 정상상태 해석

2.3.1 모드 2에서 $V_b > V_f + V_d$ 인 경우

그림 4는 인덕터 전류와 전압을 나타낸 그림이다. 정상상태 해석을 위해서 인덕터의 Volt-sec 평형조건을 구하면

$$V_dD_1 = V_fD_2+(V_b-V_d)D_3 \quad (3)$$

와 같고, 한주기의 듀티의 합은 1이라는 식

$$D_1+D_2+D_3=1 \quad (4)$$

을 구할 수 있다. 또 D_2T_S기간에 Upper 컨버터에 공급된 에너지와 D_3T_S 기간에 Lower 컨버터에 공급된 에너지의 비는 한 주기 T_S에서 Upper 컨버터와 Lower 컨버터에서 소비된 에너지의 비와 같다는 에너지 개념에 의해서

$$\frac{V_fI_{Lf}D_2T_S}{V_bI_{Lb}D_3T_S} = \frac{V_fI_fT_S}{V_bI_bT_S} \quad (5)$$

이 성립하고, 인덕터가 충분히 크다는 가정에 의해서 $I_{Lf} = I_{Lb}$이므로 식(5)는 에너지 비에 대한 변수 γ_p로 유도 될 수 있다.

$$\frac{D_2}{D_3} = \frac{I_f}{I_b} = \gamma_p \quad (6)$$

식(3),(4),(6)을 정리하면, 듀티에 대한 식

$$\begin{aligned} D_1 &= \frac{\gamma_pV_f+V_b-V_d}{\gamma_p(V_d+V_f)+V_b} \\ D_2 &= \frac{\gamma_pV_d}{\gamma_p(V_d+V_f)+V_b} \\ D_3 &= \frac{V_d}{\gamma_p(V_d+V_f)+V_b} \end{aligned} \quad (7)$$

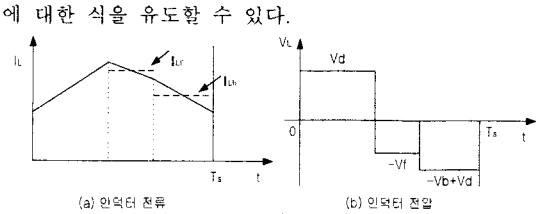
을 유도할 수 있다. 출력전압에 대한 식을 유도하기 위하여 식(6)을 전압에 대한 식으로 유도하면

$$\frac{V_b}{V_f} = \frac{R_b}{R_f}\frac{1}{\gamma_p} \quad (8)$$

과 같이 나타낼 수 있고, 식(3),(8)을 이용하면 출력전압

$$\begin{aligned} V_f &= \frac{V_d(D_1+D_3)}{D_2+\frac{R_b}{R_f}\frac{D_3^2}{D_2}} \\ V_b &= \frac{V_d(D_1+D_3)}{D_3+\frac{R_f}{R_b}\frac{D_2^2}{D_3}} \end{aligned} \quad (9)$$

에 대한 식을 유도할 수 있다.



(a) 인덕터 전류 (b) 인덕터 전압

그림 4. 인덕터 전류 및 전압

2.3.2 모드 2에서 $V_b < V_f + V_d$ 인 경우

그림 5는 인덕터 전류와 전압을 나타낸 그림이다. 정상상태 해석을 위하여 인덕터의 Volt-sec 평형조건을 구하면

$$V_dD_1 = (V_b-V_d)(1-D_1) \quad (10)$$

을 구할 수 있다. 또 D_2T_S기간에 Upper 컨버터에 공급된 에너지와 $(D_2+D_3)T_S$ 기간에 Lower 컨버터에 공급된 에너지의 비는 한주기 T_S에서 Upper 컨버터와 Lower 컨버터에서 소비된 에너지의 비와 같다는 에너지 개념에 의해서

$$\frac{V_fI_{Lf}D_2T_S}{V_b(I_{Lb}D_2+I_{Lb}D_3)T_S} = \frac{V_fI_fT_S}{V_bI_bT_S} \quad (11)$$

이 성립하고, 인덕터가 충분히 크다는 가정에 의해서 $I_{Lb} = I_L$이므로 식(11)은 에너지 비에 대한 변수 γ_{p2}로 유도 될 수 있다.

$$\frac{I_{Lf}D_2}{I_{Lb}D_2+I_LD_3} = \frac{I_f}{I_b} = \gamma_{p2} \quad (12)$$

D_2T_S기간에 $I_L = I_{Lf1}+I_{Lb1}$ 이므로, 이식을 식(12)와 함께 정리하면 D_2T_S기간에서의 I_{Lf1}과 I_{Lb1}의 크기를 구할 수 있다.

$$I_{Lf} = \frac{\gamma_{p2}\left(1+\frac{D3}{D2}\right)}{1+\gamma_{p2}}I_L \quad (13)$$

$$I_{Lb1} = \frac{\left(1-\gamma_{p2}\frac{D3}{D2}\right)}{1+\gamma_{p2}}I_L \quad (14)$$

식(10)을 정리하면 듀티1에 대한 식

$$D_1 = \frac{V_b-V_d}{V_b} \quad (15)$$

을 구할 수 있고, 식(12)를 정리하면 D_3와 D_2의 관계식

$$D_3 = \frac{I_{Lf1}-\gamma_{p2}I_{Lb1}}{\gamma_{p2}I_L}D_2 \quad (16)$$

을 구할 수 있다. 이 식과 식(4),(15),(16)을 정리하면

$$D_2 = \frac{\gamma_{p2}I_L}{I_{Lf1}+\gamma_{p2}(I_L-I_{Lb1})}\frac{V_d}{V_b} \quad (17)$$

$$D_3 = \frac{I_{Lf1}-\gamma_{p2}I_{Lb1}}{I_{Lf1}+\gamma_{p2}(I_L-I_{Lb1})}\frac{V_d}{V_b} \quad (18)$$

을 구할 수 있다. 출력 전압에 대한 식을 유도하기 위하여 식(15)를 정리하면

$$V_b = \frac{1}{1-D_1}V_d \quad (19)$$

을 구할 수 있고, 식(8),(13),(19)를 정리하면

$$V_f = \frac{D_2I_{Lf1}}{(D_2+D_3)I_L-D_2I_{Lf1}}\frac{R_f}{R_b}\frac{1}{1-D_1}V_d \quad (20)$$

을 구할 수 있다.

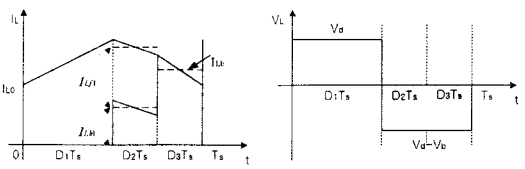


그림 5. 인덕터 전류 및 전압

2.4 전압제어 알고리즘

단일 입력 이중 출력용 PWM DC/DC 컨버터의 전압제어 알고리즘은 PI 제어기법을 이용하였고, 전체 제어 알고리즘은 그림 6과 같다. Upper 컨버터는 peak 제어기법을 이용하였고, Upper 컨버터에서 사용되는 에너지는 Lower 컨버터의 PI 제어기에서는 왜란으로 간주하여 control을 한다. Lower 컨버터의 control은 전류 및 전압제어기를 이용하였고, 만약 부하 변화를 예측

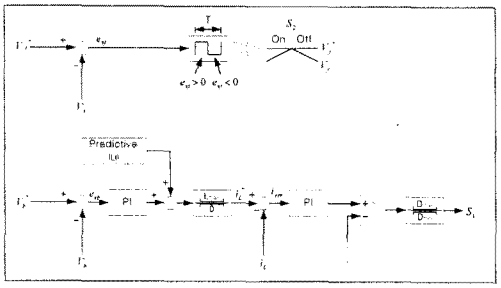
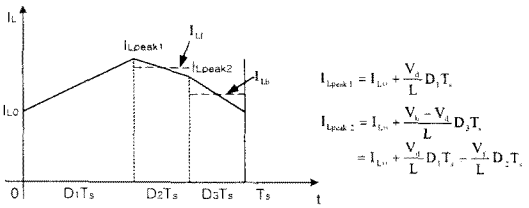


그림 6. 제어 알고리즘

할 수 있다면 그 부하에 요구되는 인덕터 전류를 구하여 이를 전류제어기의 기준 입력으로 이용한다면 보다 빠른 응답성을 가진 제어기를 설계할 수 있다.

2.4.1 $V_b > V_f + V_d$ 인 경우 인덕터 전류

인덕터 전류의 크기를 구하기 위하여 한 주기의 인덕터 전류 파형을 도식하면 그림 7과 같다.



$$I_{Lpeak1} = I_{L0} + \frac{V_d}{L} D_1 T_s$$

$$I_{Lpeak2} = I_{L0} + \frac{V_b - V_d}{L} D_3 T_s$$

$$= I_{L0} + \frac{V_d}{L} D_1 T_s - \frac{V_f}{L} D_2 T_s$$

그림 7. 한 주기의 인덕터 전류 파형

D_2T_S동안의 인덕터 전류의 평균값 I_{Lf}는 $(I_{peak1} + I_{peak2})/2$와 같으므로,

$$I_{Lf} = I_{L0} + \frac{V_d}{2L} D_1 T_s + \frac{(V_b - V_d)}{2L} D_3 T_s \quad (21)$$

$$I_{Lb} = I_{L0} + \frac{(V_b - V_d)}{2L} D_3 T_s \quad (22)$$

와 같다. 이때 I_{L0}를 구하기 위하여 D_2T_S기간에 Upper 컨버터에 공급되는 에너지와 D_3T_S기간에 Lower 컨버터에 공급되는 에너지의 합은 한주기 T_S에서 Upper 컨버터와 Lower 컨버터에서 소모되는 에너지와 같다는 에너지 개념을 도입하면

$$V_f I_{Lf} D_2 T_s + V_b I_{Lb} D_3 T_s = V_f I_f T_s + V_b I_b T_s \quad (23)$$

과 같은 식을 유도할 수 있다.

식(21),(22),(23)을 정리하면

$$I_{L0} = \frac{V_f I_f + V_b I_b - \frac{V_d D_2 T_s}{2L}(V_d D_1 + (V_b - V_d) D_3) - \frac{V_b D_3^2 T_s}{2L}(V_b - V_d)}{V_f D_2 + V_b D_3} \quad (24)$$

와 같고 인덕터가 전류원으로서 간주될 수 있도록 충분히 크다는 가정에 의해서 $I_{Lf} = I_{Lb} \cong I_{L0}$ 이므로

$$I_{L0} \cong \frac{V_f I_f + V_b I_b}{V_f D_2 + V_b D_3} \quad (25)$$

와 같고, 인덕터가 충분히 크지 않아도 주파수가 충분히 크다면 $T_S \cong 0$이므로 식(25)와 같이 간단히 표현할 수 있다.

2.4.2 $V_b < V_f + V_d$ 인 경우 인덕터 전류

그림 5에서 I_{L0}를 구하기 위하여 D_2T_S기간에 Upper 컨버터에 공급되는 에너지와 $(D_2+D_3)T_S$기간에 Lower 컨버터에 공급되는 에너지의 합은 한주기 T_S에서 Upper 컨버터와 Lower 컨버터에서 소모되는 에너지와 같다는 에너지 개념을 도입하면

$$V_f I_{Lf} D_2 T_s + V_b (I_{Lb} D_2 + I_{Lb1} D_3) T_s = V_f I_f T_s + V_b I_b T_s \quad (26)$$

과 같은 식을 유도할 수 있다.

식(13),(14),(26)을 정리하면

$$I_{L0} \cong \frac{(1 + \gamma_{f2})(V_f I_f + V_b I_b)}{(V_b + \gamma_{f2} V_f)(D_2 + D_3)} \quad (27)$$

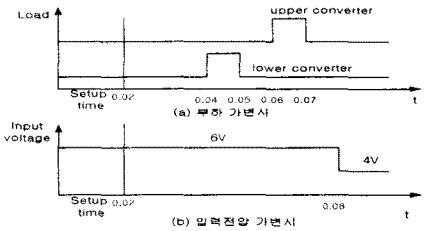
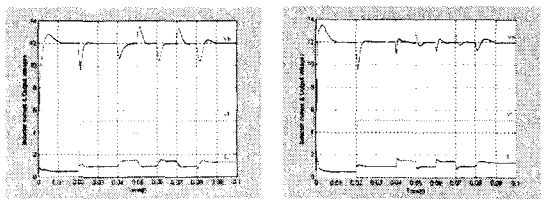


그림 8. 부하 및 입력 전압 변화



(a) 기존의 제어기법 (b) 제안된 제어기법

그림 9. 시뮬레이션 결과

을 얻을 수 있다.

시뮬레이션 시 부하 변화는 그림 8과 같고, 전체 시뮬레이션 결과는 그림 9와 같다. 그림 9의 (a)와 (b)를 비교하면 부하 변화 시 제안된 제어기법을 사용하였을 경우 기존의 제어 기법보다 빠른 응답특성을 나타내고 있음을 확인할 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 단일 입력전원을 이용한 이중 출력 PWM DC/DC 컨버터의 모델링을 하였고 전압 제어를 위하여 제안한 제어 알고리즘을 사용하였다. 또한 모드2의 동작모드 분류에 대해 각각의 모델링 및 듀티 값, 출력전압, 인덕터 전류 값을 계산하였다. 계산한 인덕터 값을 이용하여 전류제어기의 기준 값 입력에 추가하여 제어함으로써 부하 급변에 따른 응답성이 이를 이용하지 않은 PI 제어 방법보다 빠름을 알 수 있었다.

[참 고 문 헌]

[1]이동윤, "단일 2차측 권선을 이용한 다중 출력용 새로운 PWM DC/DC 컨버터 회로", 대한전기학회, B권, 1339-1341, KIPE 2000 하계학술대회

[2]J. Sebastian, J. Uceda and F. Aldana "New Topologies of Fully Regulated Two-Output DC-to-DC Converters with small Frequency Variation Range", *IEEE-PESC* pp 264-271,1986

[3]THONGCHAI CHARANASOMBOON, MICHAEL J. DEVANEY, RICHARD G. HOFT, "Single Switch Dual Output DC-DC Converter Performance", *IEEE-PESC*.pp 241-245,1990

[4]A.Barrado, E. Olías, A. Lázaro, R. Vázquez, J. Pleite., "Multiple Output DC/DC Converters Based On PWM-Pulse Delay Control (PWM- PD)", *IEEE-PESC* pp 1141-1145,1999

[5]A.Barrado, E. Olías, A. Lázaro, R and J. Pleite. "PWM-PD Multiple Output DC/DC Converters Without Transformer", *IEEE-PESC* pp 748-753, 2000