
한주기 응답 기법을 적용한 벡 컨버터의 전류 모드 PWM 제어

전철환*, 김철웅**

Current Mode PWM Control for the Buck Converter Using One Cycle Response

Chil-hwan Jeon , Cheol-Woong Kim

본 논문은 군산대학교 BK21 학술연구비 지원에 의해 수행되었음

요 약

벡 컨버터 회로 평균모델을 이용하고 한주기 응답 기법을 적용한 전류모드 PWM 기법을 제안하였다. 이 제어기는 비선형 PWM 제어기로 스위칭 변수와 응답 기준과의 오차를 각 주기에서 0이 되도록 구현하였다. 그 결과, 시스템 전달함수는 페루프 극점의 함수가 되어 설계가 용이하며 페루프 특성이 향상되었다. 이 제어기에서 인덕터 전류의 상태 변수를 구현하기 위하여 전류모드를 이용하여 컨버터를 제어하였다. 제안한 PWM제어는 인덕터 전류 센서를 생략할 수 있으며 잡음 특성, 동특성이 기존 전류 모드 제어기에 비하여 많은 장점을 갖는다. 시뮬레이션 및 실험을 통하여 타당성을 입증하였다.

Abstract

A current mode PWM method applied one cycle response to averaging circuit model Buck converters is presented. The controller nonlinear PWM implement is based on the error between the switched variable and the response reference to zero each cycle. As the result, the system transfer function is derived as a function of the desired close loop poles, simplifying the design procedure and bringing forward all the important characteristics

* 군산대학교 공과대학 전자정보공학부 부교수

** 군산대학교 대학원 전자정보공학부 석사과정

접수일자 : 2000. 10. 6.

of the close loop system. The proposed controller has significant advantages over conventional current mode control methods in noise susceptibility, dynamic

response and without inductor current sensing, Finally, the simulation and experiment results confirm the proposed PWM control techniques.

I. 서 론

전원장치는 빠른 과도응답, 부하 전류와 입력전압의 변화에 대한 낮은 민감도 등을 요구한다. 이를 위하여 일반적으로 전류모드 제어 기법을 적용한다.[1] 이 기법은 기존 전압모드 듀티비 제어 기법에 비하여 응답이 빠르고 피이드백 시스템의 안정화가 용이하고 간단하며, 감쇠 특성이 좋으며 모듈 설계 등에 있어 장점을 갖는다. 그러나 이 기법도 다음과 같은 단점이 있다.[2]

- 1) 인덕터 평균 전류를 이용하기 때문에 침두 스위칭 전류를 제어하기 어렵다.
- 2) 듀티비 0.5이상일 경우 출력전류의 잡음이 커져 비례보상기는 적용할 수 없다.
- 3) 출력 전압이 가변적일 경우, 최적 비례 보상기를 구현하기 어렵다.

출력 필터의 캐패시터 전류 감지는 센서를 이용하여 감지 할 수 있으며 부하 전류를 전향피이드하면 전류 센서를 없앨수 있다. 그러나 이러한 방법도 2)와 3)의 문제를 해결할 수 없다.[3] 2)와 3)의 문제는 비선형 제어기를 이용하여 해결 할 수 있다. 이 제어기는 컨버터의 스위칭 변수의 평균값을 제어하여 각 주기동안 기준값과 정확하게 일치하도록 하는 기법이다. 이 기법은 동적 특성이 빠르고, 전원 전압의 변동에 민감하지 않으며, 견실하고, 스위칭 오차를 자동 보상하며 일정 또는 가변 주파수 스위칭 동작을 한다. 그러나, 실제 스위치는 턴온과 턴오프시 스위칭 지연 특성을 가지고 있는데 이 방법은 스위칭 지연이 있을 경우 컨버터에 적용할 수 없는 단점을 가지고 있다. 즉 스위칭 지연 시간은 적분기의 출력에 원하지 않는 성분을 발생시키는 원인이 되어 출력 전압이 기준 전압과의 편차가 커지게 된다. 한편, 컨버터의 출력 필터의 선택도가 높기 때문에 과도응답에 과도한 오버슈트가 발생하고 진동하게 된다.

본 논문에서는 전류모드 PWM제어 및 한주기 응

답 기법, 다변수 제어 이론을 이용하여 벽 컨버터를 모델링하여 페루프 특성을 해석한다. 먼저, 시스템의 전달함수와 피이드백 이득을 페루프 극점의 함수로 표현하면 제어기의 설계를 단순화할 수 있으며 페루프 시스템의 원하는 특성을 쉽게 구할 수 있다. 그리고, 한주기 응답 기법을 이용하여 스위칭 변수와 응답 기준 신호와의 오차가 각 주기동안 0이 되도록 제어한다. 또, 제어기의 구현을 단순하게 하기 위하여 캐패시터 전류 피이드백 루프를 전압 오차 미분 피이드백 루프로 변환하여 시스템의 성능을 해석한다. 기존 제어에 비하여 제안한 PWM 제어 기법은 인덕터 전류를 재구성하고 전류 모드 기법을 이용하여 컨버터를 제어한다. 제안한 PWM 제어 기법은 전류 모드 제어[3] 및 한 주기 제어[4]의 특성을 동시에 갖고 있어 스위칭 주파수 일정, 저출력 임피던스, 빠른 동특성, 입력 전압의 변화에 대한 좋은 응답, 페루프 제어 설계의 용이, 낮은 출력 전압 변동율의 장점을 가지고 있다.

마지막으로 시뮬레이션과 회로 실험을 통하여 타당성을 입증하였다.

II. 벽 컨버터의 회로 평균 모델 및 전류모드제어

2.1 회로 평균 모델

상태공간 평균 모델을 스위칭 컨버터의 동특성을 모델링하기 위하여 적용해 왔다. 평균모델에서 모든 회로 변수는 실제 회로 변수의 평균값이다. 이 평균 모델은 상태방정식으로 표현된다. 이 비선형 평균 모델을 소신호 전달함수와 표준형 회로 모델을 구할 수 있다. 회로이론에 따라 등가 회로는 동일한 상태방정식을 갖는다. 회로변수를 순시값보다 평균값으로 표현하면 회로 평균 모델이라고 한다. 그림1에서 $i_s = \frac{t_{on}}{T_s} i_L$ 이고 $v_d = \frac{t_{on}}{T_s} v_{in} = d v_{in}$ 이다. 여기서 t_{on} 은 스위치의 온 시간이고 T_s 는 스위칭주기, d 는 듀티비이다. 인덕터, 커패시터, 저항과 전원에 대한 평균화 모델은 온과 오프 상태를 표현하기 때문에 등가회로이다. 상태 방정식은 다음과 같다.

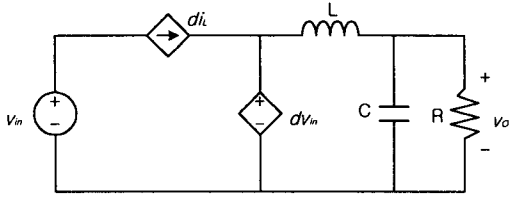


그림 1. 벡컨버터의 회로평균모델
Fig. 1 Averaging Circuit Model for Buck Model

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{dv_{in} - v_o}{L} \dots\dots\dots(1)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i_L - \frac{v_o}{R}}{C}$$

식(1)은 상태공간평균화 모델에서 유도한 상태방정식과 같다. 그러므로 그림1의 회로평균모델을 상태공간 평균모델과 동일하다. 스위치 전류 i_s 와 다이오드전압 v_d 의 비선형 특성은 동작점 부근에서 선형화 하면 소신호 전달함수를 회로 평균 모델에서 구할 수 있다. 그 결과는 상태공간 평균화 모델의 전달함수와 같다.

2.2 전류모드제어

전류모드제어 컨버터의 스위치는 클락신호에 의해 온되며 제어신호에 의해 결정되는 임계값에 인덕터 전류가 도달하면 오프된다. 그러므로 이 임계값은 컨버터의 새로운 변수가 된다. 이 경우 듀티비 는 단지 간접적으로 제어되며 다른 회로 변수에 의해 표현할 수 있다. 그림2는 제어신호 i_c 와 인덕터 전류 i_L 과 실제 관계를 보여준다. 기울기 $-M$ 의 램프신호는 안정성을 제공하고 부고조파 진동을 피하기 위한 보상신호이다. 그림2에서 $i_L(t)$ 는 순시 인덕터 전류이며 i_L 은 상태공간 평균 인덕터 전류이다. 상태공간 평균 인덕터 전류 i_L 은 실제 전류와 형의 중간점을 지나기 때문에

$$i_L = i_c - \frac{1}{2} m_1 d T_s - d M T_s \dots\dots\dots(2)$$

이다. 여기서 m_1 은 인덕터 전류의 상승률이고 $-M$

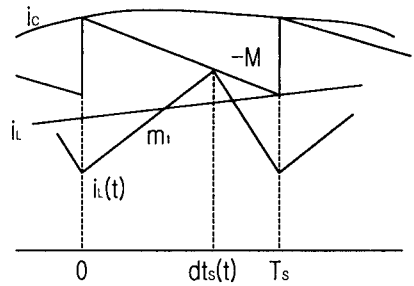


그림 2. 전류모드제어의 인덕터 전류 i_L 과 제어신호 i_c
Fig. 2 Inductor Current i_L and Control Signal i_c for Current Mode Control

은 임의의 램프신호기울기이다. 전류모드제어에서 듀티비 d 는 제어변수는 아니지만 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$d = \frac{i_c - i_L}{\frac{1}{2} m_1 T_s + M T_s} \dots\dots\dots(3)$$

식(3)은 모든 컨버터에 적용할 수 있다. 단지 m_1 만 다르다. 벡컨버터의 경우 $m_1 = \frac{v_{in} - v_o}{L}$ 이다. 지금 회로평균변수를 선택하면 스위치에 흐르는 평균 전류의 값을 갖는 제어전류원과 다이오드에 인가되는 평균전압값을 갖는 제어전압원으로 모델링할 수 있으므로 전류제어컨버터의 평균스위치 전류 i_s 와 평균다이오드 전압 v_d 를 구하면 된다.

그림3은 벡 컨버터의 회로평균 모델이다. 그러므로, 식(3)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$d = \frac{i_c - i_L}{\frac{T_s}{2L} (v_{in} - v_o) M T_s} \dots\dots\dots(4)$$

식(4)를 이용하면 평균전류 i_s 와 평균전압 v_d 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$i_s = d \cdot i_L = i_L \frac{i_c - i_L}{\frac{T_s}{2L} (v_{in} - v_o) + M T_s} \dots\dots\dots(5)$$

$$v_d = d \cdot v_{in} = v_{in} \frac{i_c - i_L}{\frac{T_s}{2L} (v_{in} - v_o) + M T_s} \dots\dots\dots(6)$$

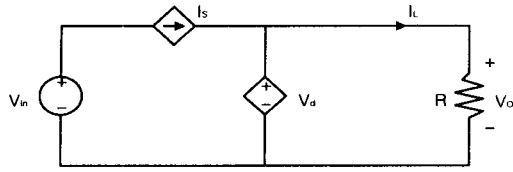


그림 3. 전류모드제어 벡컨버터의 정상상태 모델
Fig. 3 Steady State Model for Current Mode Control Buck Converter

평균전류 i_s 와 평균전압 v_d 는 i_c, i_L, v_{in}, v_o 에 의해 제어된다. 회로 평균모델에서 특성을 해석하기 위하여 상태방정식을 구하면 다음과 같다.

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{in} \frac{T_s}{2L} (v_{in} - v_o) + MT_s \dots\dots\dots (7)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = i_L - \frac{v_o}{R}$$

또, 정상상태에서 인덕터전압과 캐패시터 전류는 0으로 놓고 모든 회로변수는 상수로 하면 그림 3은 전류제어 벡컨버터의 정상상태 회로이다. i_s 와 v_d 는 다음과 같다.

$$i_s = I_L \frac{I_c - I_L}{\frac{T_s}{2L} (v_{in} - v_o) + MT_s} \dots\dots\dots (8)$$

$$v_d = V_{in} \frac{I_c - I_L}{\frac{T_s}{2L} (V_{in} - V_o) + MT_s} \dots\dots\dots (9)$$

한편, $I_L = \frac{V_o}{R}$, $v_d = V_o$ 이므로 정상상태 출력전압은 다음과 같다.

$$V_o = \frac{\frac{T_s V_{in}}{2L} + \frac{V_{in}}{R} + MT_s - \sqrt{\Delta}}{\frac{T_s}{L}} \dots\dots\dots (10)$$

여기서,

$$\Delta = \left(\frac{T_s V_{in}}{2L} + \frac{V_{in}}{R} + MT_s \right)^2 - \frac{2T_s}{L} V_{in} I_c \text{이다.}$$

식(10)은 전류모드제어에서 정상상태 출력전압이 입력에 비례하며 부하저항, 필터 인덕터, 스위칭주기의 함수임을 보여준다.

2.3 회로평균모델의 특성

회로평균모델을 이용하여 특성방정식을 해석할 수 있다. 2계 비선형 시스템의 특성을 이해하기위해 상평면궤적을 이용한다. 그림4의 회로를 PSpice Ver. 9.0을 이용하여 해석하였다. 그림 5는 제어신호 $i_c = 5 \text{ A}$ 이고 초기전류가 다른 경우, 인덕터 전류와 캐패시터 전압의 상평면 특성곡선이다. 정상상태 출력전압은 $V_o = 13.8 \text{ V}$ 이고 인덕터의 전류 $I_L = 2.76 \text{ A}$ 이다. 벡컨버터의 특성값은 동작점 부근에서 두 개의 실근을 갖고 있음을 알수 있으며 인덕터 전류의 변화는 출력전압보다 훨씬 빠르다. 이것은 인덕터 전류를 제어하고 있기 때문이다

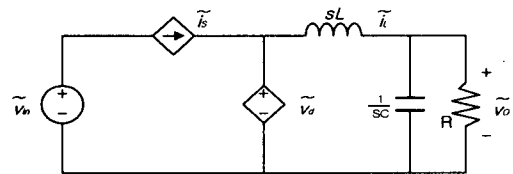


그림 4. 전류모드제어 벡컨버터의 소신호모델
Fig. 4 Small Signal Model for Current Mode Control Buck Converter

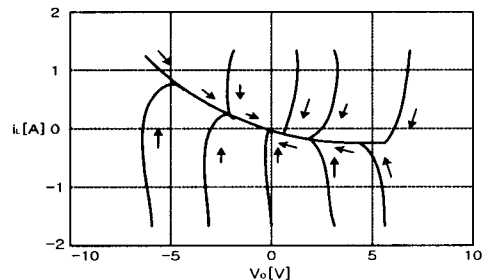


그림 5. 초기상태가 다른 벡컨버터의 상평면궤적
Fig. 5 Phase Plane Trajectories for Buck Converter in different initial state

$i_c = 3 \text{ A}$ 및 6 A 일 때, 상평면상의 궤적은 그림6에서 보여준다. 여기서, i_c 가 3 A 에서 6 A 로 1 A 씩 변화할 때, 인덕터 전류가 먼저 변화한 다음 출력전압이 조금씩 변화함을 알 수 있다. 인덕터 전류는 약간 오버슈트하며 i_c 가 6 A 에서 3 A 로 변화할 때도 같은 현상이 일어남을 알 수 있다. i_c 가 변화할 때,

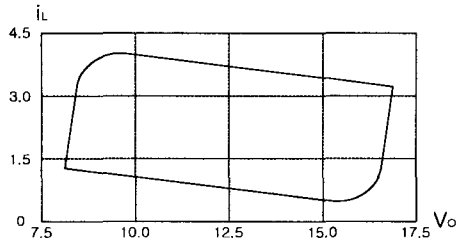


그림 6. $I_c=3A$ 및 $6A$ 일 때 상평면 궤적
Fig. 6 Phase Plane Trajectory at $I_c=3A$ and $6A$

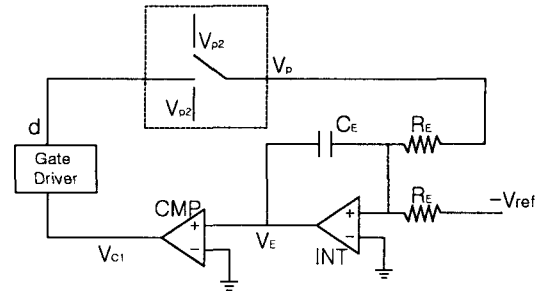
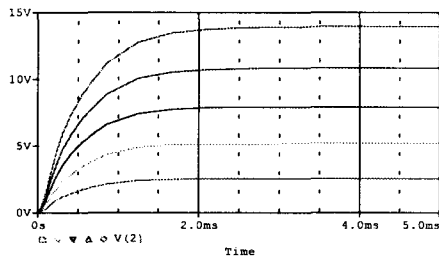
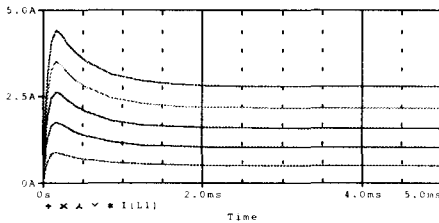


그림 8. 한주기응답기법 회로
Fig. 8 Circuit for One Cycle Response Method



(a)



(b)

그림 7. 컨버터의 (a)출력전압 및 (b)인덕터 전류(i_c 가 변할 때)

Fig.7 (a) Output Voltage and (b) Inductor Current for Buck Converter(I_c Varying)

출력전압과 인덕터전류의 응답은 그림 7에서 보여 준다. 출력전압은 과소감쇄가 되고 인덕터 전류는 약간 오버슈트한다.

2.4 한주기 응답 기법

그림8은 한주기응답기법의 기본개념을 보여주며 그림9는 이론적 파형이다.[7,8,9] 컨버터는 스위칭변수 V_b 를 제어한다. 즉 스위치를 온, 오프하여 제어하는 다이오드 전압이다. 한주기 응답기법은 적분기

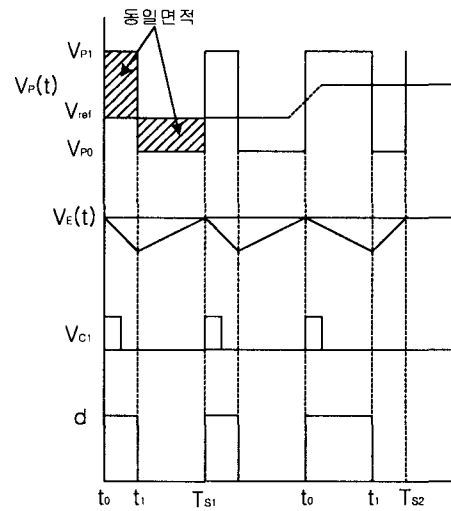


그림 9. 한주기 응답기법의 신호파형
Fig. 9 Signal Waveform for One Cycle Response

INT를 가지고 스위칭변수의 평균값 V_b 를 각 스위칭 주기 동안 V_{ref} 와 같게한다. 온, 오프폭은 스위칭 주파수가 일정하므로 제어된다. 스위칭 주기는 비교기 CMP의 펄스에 의해 시작되고 V_b 가 최대값 V_{p1} 이 되도록 한다. 오차적분기는 V_{p1} 과 V_{ref} 의 오차를 t_1 이 될 때까지 적분한다. 그다음 스위치는 오프되어 최소값 V_{p2} 가 되며 오차적분기는 V_{p2} 와 V_{ref} 의 오차를 적분하여 오차값이 0이 되는 t_2 에서 한 주기가 끝난다. 그 후 CMP1은 트리거되어 다음 주기가 시작된다. 평균값 V_p 가 V_{ref} 와 한주기가 끝날 때 일치하여 한주기 응답기법이 끝난다. 주기 2는 펄스폭을 제어하는 기법을 보여준

다. 그림에서 온시간동안 V_{ref} 가 높아지면 온 시간은 일정하지만 INT1은 오프시간을 짧게하여 한주기가 끝날 때 V_{ref} 와 일치하게 한다. 스위칭 주파수를 일정하게 하기 위한 펄스폭 계산은 오차적분기의 다음 식에서 구할 수 있다.

$$\frac{1}{T_E} \int_{t_0}^{t_1} (V_{d1} - V_{ref}) dt + \frac{1}{T_E} \int_{t_1}^{t_2} (V_{d2} - V_{ref}) dt = 0 \quad (11)$$

여기서, $T_E = R_E C_E$ 이며 $T_s = t_2 - t_0$ 이며 스위칭 주기가이다. 스위칭 주기가 일정하다면 온시간은 다음을 만족시켜야 한다.

$$t_{on} = \left(\frac{V_{ref} - V_{d2}}{V_{d1} - V_{d2}} \right) T_s \quad (12)$$

위식을 적분회로로 구현하기 위하여 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{t_m} (V_{d1} - V_{d2}) dt = V_{ref} - V_{d2} \quad (13)$$

III. 벅 컨버터의 제어

3.1 벅 컨버터의 상태방정식

벅 컨버터의 회로는 그림 10에 보여준다. 여기서, d 는 스위칭 듀티비이다. 스위치는 스위치를 흐르는 전류의 평균값을 갖는 전류원($d i_L$)으로 모델링할 수 있으며 다이오드는 다이오드에 인가되는 전압의 평균값을 갖는 전압원($d v_{in}$)으로 모델링할 수 있다. 그림 13은 평균모델 등가 회로이다.

연속전류 모드시 평균화 모델 등가회로에서 부하

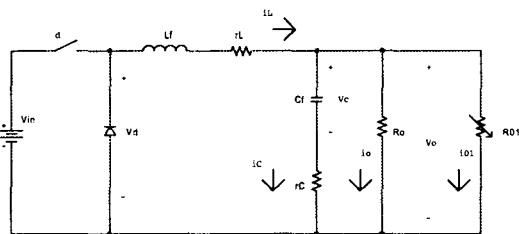


그림 10. 벅 컨버터 구현 회로
Fig. 10 Buck Converter Implementation Circuit

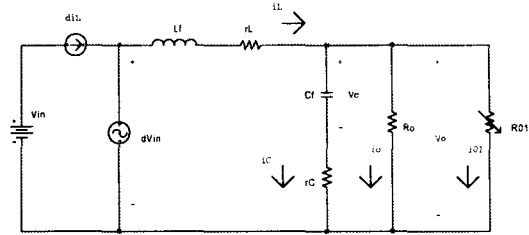


그림 11. 벅 컨버터 구현회로의 평균화 모델 등가 회로
Fig. 11 Average Mode Equivalent Circuit of Buck Converter Implementation

는 저항(R_0)로, 출력전류의 변동은 전류(i_{o1})로 모델링하면 벅 컨버터의 상태방정식은 식(14)와 같다.

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L_f} (r_L + \frac{R_0 \cdot r_c}{R_f}) & -\frac{1}{L_f} (\frac{R_0}{R_f}) \\ \frac{R_0}{R_f \cdot C_f} & -\frac{1}{R_f \cdot C_f} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_f} & \frac{1}{L_f} (\frac{R_0 \cdot r_c}{R_f}) \\ 0 & -\frac{R_0}{R_f \cdot C_f} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d v_{in} \\ i_{o1} \end{pmatrix} \quad (14)$$

여기서, $R_f = R_0 + r_c$ 이다.

컨버터가 안정하다고 가정하면 인덕터 전압의 평균값은 0 이어야 한다. 그러므로 벅 컨버터의 출력 전압 $v_0 = d v_{in}$ 이며, 스위칭 주파수에 비하여 v_{in} 이 일정하다면 출력은 $d v_{in} = V_{ref}^*$ 로 선형화할 수 있다. 벅 컨버터 회로평균모델은 시불변 선형 시스템이 되어 소신호 근사화가 필요 없으며 해석과 제어기 설계가 용이하게 된다. 그러므로 상태방정식은 식(15)로 변환할 수 있다.

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L_f} (r_L + \frac{R_0 \cdot r_c}{R_f}) & -\frac{1}{L_f} (\frac{R_0}{R_f}) \\ \frac{R_0}{R_f \cdot C_f} & -\frac{1}{R_f \cdot C_f} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_f} & \frac{1}{L_f} (\frac{R_0 \cdot r_c}{R_f}) \\ 0 & -\frac{R_0}{R_f \cdot C_f} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{ref}^* \\ i_{o1} \end{pmatrix} \quad (15)$$

여기서, V_{ref}^* 는 새로운 제어신호이다. 또, 필터의 인덕터와 캐패시터 내부저항을 무시하고, 캐패시터 전류, 출력전압오차 및 적분을 상태변수로 선택하면 상태방정식은 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$\begin{pmatrix} V_{err} \\ V_{err} \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} \\ 0 & -\frac{1}{L_f} & -\frac{1}{R_0 \cdot C_f} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \int V_{err} dt \\ V_{err} \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_f} \end{pmatrix} (V_{ref}^* - V_{ref}) + \begin{pmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \end{pmatrix} V_{ref} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{pmatrix} i_{o1} \quad \dots (16)$$

여기서, V_{ref} 는 기준전압이며 $V_{err} = V_0 - V_{ref}$ = 출력전압 오차이다.

3.2 벡 컨버터 제어

컨버터 제어기의 설계를 용이하게 하고 페루프 시스템의 특성을 해석하기 위하여 극 배치 기법을 사용하였다. 상태 방정식 (16)의 피이드백 이득은 페루프 시스템의 극점이 원하는 값에 위치하도록 결정하기 위하여 다음과 같이 제어한다.

$$\begin{aligned} V_{ref}^* &= V_0 - k_1 \int (V_0 - V_{ref}) dt - k_2 (V_0 - V_{ref}) - k_3 i_c \\ &= V_{ref} - k_1 \int (V_0 - V_{ref}) dt - (k_2 - 1) (V_0 - V_{ref}) - k_3 i_c \end{aligned} \quad \dots (17)$$

여기서, k_1 은 출력전압오차의 적분 피이백 이득이며, k_2 는 출력전압오차의 피이백 이득이고 k_3 는 캐패시터 전류의 피이백 이득이다. 제어기를 구현하기 위하여 캐패시터 전류 피이드백 루프를 출력전압 오차의 피이드백 루프 미분기로 대체하면 상태 방정식 및 제어기는 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} V_{err} \\ V_{err} \\ C_f V_{err} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} \\ 0 & -\frac{1}{L_f} & -\frac{1}{R_0 \cdot C_f} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \int V_{err} dt \\ V_{err} \\ C_f V_{err} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_f} \end{pmatrix} V_{ref}^* + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_f} \end{pmatrix} V_{ref} \quad \dots (18)$$

$$+ \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -C_f \end{pmatrix} V_{ref} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{R_0} \end{pmatrix} V_{ref} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{pmatrix} i_{o1}$$

$$V_{ref}^* = V_{ref} - k_1 \int V_{err} dt - (k_2 - 1) V_{err} - k_3 C_f V_{err} \quad \dots (19)$$

식(18)과 (19)의 특성방정식 $\Delta(s)$ 는 다음과 같다.

$$\Delta(s) = s^3 + \left(\frac{k_3}{L_f} + \frac{1}{R_0 \cdot C_f}\right)s^2 + \left(\frac{k_2}{L_f C_f}\right)s + \frac{k_1}{L_f C_f} \quad \dots (20)$$

페루프 시스템의 특성방정식 $\Delta(s)$ 에 다음과 같이 원하는 극점을 위치시킬 수 있다.

$$\Delta(s) = (s + p_1)(s + p_2)(s + p_3) \quad \dots (21)$$

여기서 p_1, p_2, p_3 는 페루프시스템의 원하는 극점이다. 그러므로, 식(20)과 식(21)를 k_1, k_2, k_3 에 대하여 풀면 이득은 다음과 같다.

$$k_1 = p_1 p_2 p_3 L_f C_f \quad \dots (22)$$

$$k_2 = L_f C_f (p_1 p_2 + p_2 p_3 + p_3 p_1) \quad \dots (23)$$

$$k_3 = L_f \left(p_1 + p_2 + p_3 - \frac{1}{R_0 C_f} \right) \quad \dots (24)$$

이 경우, 페루프시스템의 전달함수를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{V_c}{V_{ref}} \Big|_{i_{o1}=0} &= \frac{\Psi(s)}{\Delta(s)}, & \frac{i_L}{V_{ref}} \Big|_{i_{o1}=0} &= \frac{\Psi(s) \left(s + \frac{1}{R_0 C_f} \right)}{\Delta(s)} \\ \frac{V_c}{i_{o1}} \Big|_{V_{ref}=0} &= \frac{-\frac{s^2}{C_f}}{\Delta(s)}, & \frac{i_L}{i_{o1}} \Big|_{V_{ref}=0} &= \frac{-s^2 \left(s + \frac{1}{R_0 C_f} \right)}{\Delta(s)} \end{aligned} \quad \dots (25)$$

여기서,

$$\Psi(s) = \left(p_1 + p_2 + p_3 - \frac{1}{R_0 C_f} \right) s^2 + (p_1 p_2 + p_2 p_3 + p_3 p_1) s + p_1 p_2$$

이다.

식(25)은 기준전압 대 인덕터 전류 전달함수의 영점이 좌반평면에 존재함을 보여준다. 이 영점은 시스템 전달함수의 극점을 각각 보상한다. 또, 점은 출력전압 전달함수의 우세근이 되어 과도 응답기간 인덕터 전류와 전압의 최대 오버 슈트에 영향을 준다. 출력입피던스(출력전류 대 출력전압비) 전달함수와 출력부하전류 대 인덕터 전류 전달함수에서 전압 대 인덕터 전류의 전달함수를 할 수 있으며 전달함수의 영점은 p_1 의 선택에 따라 결정된다. 실제 설계의 경우 이 영점은 전달함수의 극점 근처에서 결정한다.

3.3 PWM 제어기

그림12는 제안한 PWM 제어기의 회로도이다. 벡 컨버터의 입력전압 dv_{in} 은 스위치를 턴온과 턴오프

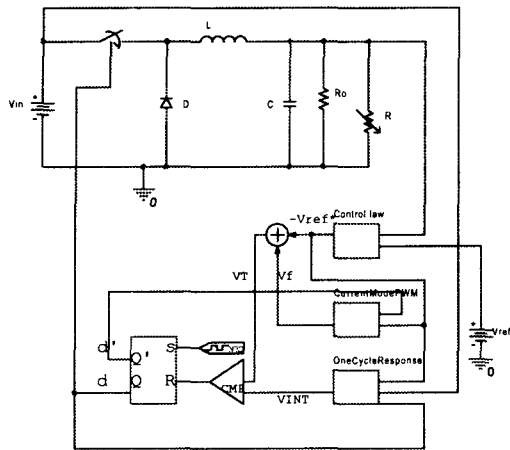


그림 12. 제안한 PWM 제어 회로
Fig. 12 Proposed PWM control circuit

함으로써 제어한다. 스위칭 주파수는 클락신호로 제어하며 클락신호를 기준으로 스위칭 주기는 $t_0 = 0$ 로 리셋된다. 오차적분기는 $dv_{in,3}$ 과 v_{ref}^* 의 오차를 기준신호 v_{ref}^* 과 이의 역적분의 합과 같을 때까지 적분한다. 이 시점에서 스위치의 상태가 변환하며 dv_{in} 이 리셋된다. 제안한 비선형 PWM 제어는 일정주파수 특성과 가변 스위칭 주파수 특성을 결합한 것이다. 다른점은 적분기가 각 주기에서 리셋되지 않는 것으로 앞주기의 스위칭 정보가 다음 주기에 사용된다는 것이다. 그러므로 스위칭 지연으로 인한 오차를 보상할 수 있다. 이 때문에 기준신호와 스위칭 변수의 평균값사이의 정상상태 오차는 존재하지 않는다.

IV. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안한 제어 기법의 타당성을 증명하기 위하여 표 1의 매개변수를 이용하여 시뮬레이션 및 실험을 실행하였다.

제안한 PWM 제어기법은 OrCad/PSpice Release 9.0을 이용하여 시뮬레이션 하였다. 입력전압의 기준전압 및 출력전류 변동에 대한 과도응답은 그림 13에서 보여준다. 60msec에서 입력전압이 20V에서 40V로 상승할 때 출력전압이 입력전압의 변동에 영향을 받지않고 기준전압 10V를 유지하고 있으며

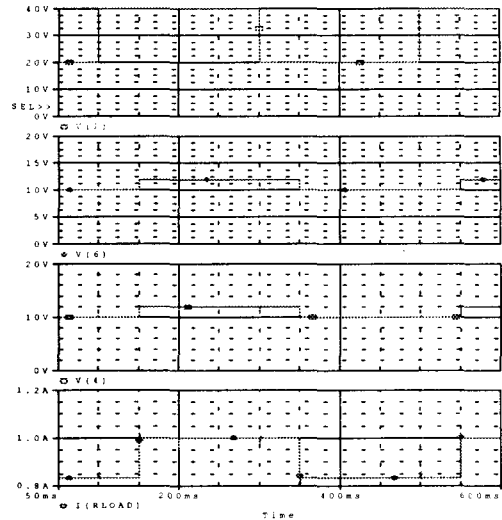


그림 13. 제안한 벡컨버터의 시뮬레이션 결과 V(1)=
Vin, V(6)=Vref, V(4)=Vo, I(Rload)=I(R)
Fig. 13 Simulation Results of Proposed Buck Converter

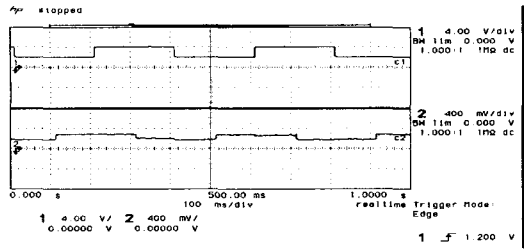
표 1. 벡 컨버터의 매개변수

Table 1. Parameters for Buck Converter

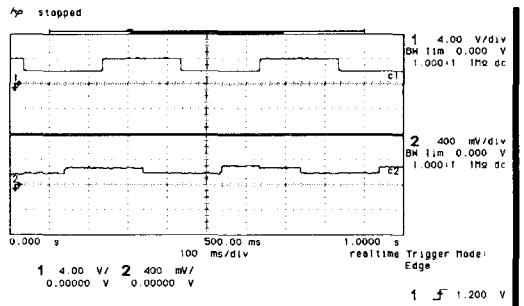
Vin	20~40V,	Vo	10V	Io	0.8~1A
Ro	12Ω	L	240μH	C	220μF
fs	50KHz				
$V_{ref}^* = V_{ref} - 36836 \int V_{err} dt - 10V_{err} - 12CV_{err}$					

300ms에서 입력전압이 40V에서 20V로 변화할 때 도 출력전압은 기준전압을 잘 추종하고 있다. 한편, 150msec에서 기준전압이 10V에서 12V로 변화할 때, 출력전압이 매우 빨리 기준전압 12V를 추종함을 보여준다. 또, 부하전류가 0.8A에서 1.0A으로 변동할 때 도 출력전압이 오버슈트없이 빠르게 추종함을 보여준다.

그림 14는 시험결과를 보여준다. 시험결과는 시뮬레이션과 동일하게 기준전압을 잘추종함을 보여 준다. 120msec에서 기준전압이 10V에서 12V으로 변할 때 출력전압이 기준전압을 따라 10V에서 12V로 잘 추종하며 220ms에서 입력전압이 20V에서 40V로 변화할 때 도 출력전압은 기준전압을 잘 추종



(a) 입력전압(채널 1) 및 기준전압(채널 2)
(a) Input Voltage(Channel 1) and Referece Voltage(Channel2)



(b) 입력전압(채널1) 및 출력전압(채널 2)
(b) Input Voltage(Channel 1) and Output Voltage(Channel 2)

그림 14. 실험결과
Fig. 14 Expeimental Results

하고 있다. 한편, 320msec에서 기준전압이 12V에서 10V로 변화할 때, 출력전압이 매우 빨리 기준전압 10V를 추종함을 보여준다.

V. 결 과

벡 컨버터의 전류 모드 PWM 제어를 제안하였으며 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증하였다. 제어기는 컨버터의 평균화 모델 선형화를 기초로 원하는 응답을 얻기 위하여 제어이론을 적용하였다. 그러므로, 시스템은 전원전압과 부하전류의 외란에 대해 견실하게 제어되었으며 캐패시터 전류 피이백 루프를 전압오차 피이드백 루프의 미분기로 대체하여 제어를 용이하게 구현하였다. 이를 이용하여 시스템의 전달함수를 원하는 페루프 극점의 함수로 유도하여 설계절차를 간단히 하였다.

기존 제어기에 비해 제안한 기법은 인덕터 전류

를 관측기 기법을 이용하여 추정하였으며 이를 위하여 전류모드를 사용하였다. 또 이 기법은 슬라이딩 모드 제어기법을 간접적으로 구현한 것이다. 제안한 PWM 제어기법은 전류센서없이 구현하였으며 동적 특성이 좋고 잡음에 대해 좋은 견실성을 보여주는 등 기존 전류모드 제어기법보다 많은 장점을 가지고 있다. 이 기법은 모든 전류모드제어 직류/직류 컨버터에 적용할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] Ned Mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins, *Power Electronics : Converters, Applications, and Design*, 2nd Edition, New York, John Wiley & Sons, 1995.
- [2] Abraham I. Pressman, *Switching Power Supply Design*, 2nd Edition, New York, McGraw-Hill, 1998.
- [3] R. Redl and N.o. Sokal, "Near-optimum dynamic regulation of DC-DC converters using voltage with current mode control," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 1, no. 3, pp. 181-192, July 1986.
- [4] K. Mark Smith, Zheren Lai, and Keyue M. Smedley, "A new PWM controller with one cycle response," *IEEE APEC*, pp. 190-976, 1997.
- [5] Ya-Fei Liu and Paresh C. Sen, "General Unified Large Signal Model for Current Programmed DC-to-DC Converters," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol.9, No 4, pp. 414-423, July 1994.
- [6] Philip T. Krein, *Elements of Power Electronics*, Oxford, 1998.
- [7] E. Santi and S. Cuk, "Modeling of one cycle controlled switching converter," *IEEE PESC* pp. 131-138, 1992.
- [8] K. M. Smedly and S. Cuk, "One cycle control of swithcing converters," *IEEE PESC Record*, pp. 888-896, 1991.
- [9] G. Loannidis, A. Kandianis and S. N. Manias, "Novel control design for the buck converter," *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 145, pp. 39-47, January 1998.



전 칠 환(全七煥, Jeon, Chil-hwan)

1980년 서울대 공대 전기공학과
졸업(학사)

1986년 미국 밴더빌트대학교 졸
업(석사)

1990년 동대학교 졸업(박사)

현재 군산대학교 전자정보공학부 부교수



김 철 웅(金鐵雄, Kim, Cheol-Woong)

1998년 2월 군산대학교 공과대
학 전기공학과 졸업(학사)

2000년 현재 군산대학교 대학원
전기공학과 석사과정