

비선형 순시추종형 PWM 제어기법을 적용한 강압형 DC-DC 컨버터

°김상돈, 라병훈*, 이현우*, 김광태**

경남에니메이션고등학교, *경남대학교, **부산정보대학

The Buck DC-DC Converter with Non-Linear Instantaneous Following PWM Control Method

°Sang-Don Kim, Byung-Hun Ra*, Hyun-Woo Lee*, Kwang-Tae Kim**

Kyungnam Animation High-School, *Kyungnam University, **Busan Info-Tech College

ABSTRACT

Instantaneous following PWM control technique is pulsed nonlinear dynamic control method. This new control technique using analog integrator is proposed to control the duty ratio D of dc-dc converter. In this control method, the duty ratio of a switch is exactly equal to or proportional to the control reference in the steady state or in a transient. Proposed control method compensates power source perturbation in one switching cycle, and the average value of the dynamic reference in one switching cycle. There is no steady state error nor dynamic error between the control reference and the average value of the switched variable. Experiments with buck converter have demonstrated the robustness of the control method and verified theoretical prediction. The control method is very general and applicable to all type PWM.

1. 서 론

스위칭 컨버터의 제어기법에는 피드백 제어 컨버터^[1], 전류제어 방식의 컨버터^[2-4], 피드 포워드 강압형 컨버터, ASDTIC (analog Signal Digital Time Interval Converter) 컨버터^[5,6] 등이 있다. 스위칭 컨버터는 펄스 변조 방식의 비선형 시스템이다. 이러한 컨버터가 적절한 펄스 변조 방식으로 제어 될 때 시스템은 강인하고 동급의 선형 피드백 시스템보다 강인하고 전원전압의 변동에 대해서도 보다 안정된 보상특성을 갖는다. 그리고 전력전자분야의 연구자들에 의해서 스위칭컨버터를 제어하기 위한 대전력용 비선형 제어에 대한 연구가 계속 되고 있다.

아나로그 적분기를 이용한 새로운 비선형 제어 기법인 순시추종형 PWM 제어기법은 일정한 스위칭 주파수로 동작한다. 이 제어기법은 스위칭 컨버터의 펄스 변조에 있어서 비선형성을 갖는 장점은 물론 스위칭 변수의 평균값을 순시

다이내믹 제어(instantaneous dynamic control)를 가능하게 한다. 특히 전압과 전류 전류제어에 있어서 스위칭 변수의 평균값이 과도상태 다음에 새로운 안정된 상태에 도달하는 데는 하나의 스위칭 사이클(one switching cycle)이 소요되며, 스위칭 변수의 평균치와 제어 변수 사이에는 어떤 다이내믹한 오차나 어떤 정상상태 오차도 존재하지 않는다. 따라서 제안된 제어 기법은 빠른 다이내믹한 응답성과 전원전압 변동에 대한 탁월한 보상 특성과 강인한 동작 특성 및 스위칭 오차의 자동 보상 특성을 갖는다.

제안된 기법은 가변 주파수 스위칭 제어에까지 확장 할 수 있음은 물론 범용으로 사용가능하며, 공진 컨버터의 전압 및 전류제어와 PWM 컨버터를 제어하는 데에도 적절하게 적용할 수 있다^[7-8]. 이 후에 본 제어 기법의 동작원리에 대하여 설명하기 위하여 강압형 컨버터(buck converter)에 적용하여 실험한 결과를 제시한다. 이 제어기법은 어떤 형태의 스위칭 제어에도 일반화 할 수 있으며 비연속 모드와 스위칭 에러 자동 보상기능도 있음을 알 수 있다.

2. 비선형 순시추종형 PWM 제어기법

2.1 제어의 개념

그림 1은 강압형 DC-DC 컨버터회로와 동작파형을 나타내었다.

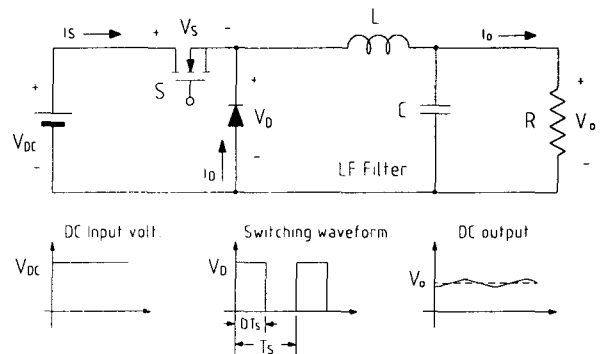


그림 1. 강압형 DC-DC 컨버터 회로와 동작파형

Fig. 1. Circuit and operation waveform of buck converter

회로에서 LC 저역 필터는 펄스 상의 불연속 초과 출력 전압에 포함된 불필요한 스위칭 주파수 성분은 제거하고, 스위칭 변수의 평균값을 부하로 전송한다. 이때 출력전압에는 원하는 직류전압 $D \cdot V_{DC}$ 의 평균치에 약간의 스위칭 리플을 포함하게 된다. 스위칭 변수를 면밀하게 관찰하면, 강압형 컨버터의 출력 전압은 스위칭 변수의 평균값이 됨을 쉽게 알 수 있고, 다음 식 (1)과 같이 쓸 수 있다.

$$V_D = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_D dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_{DC} dt \quad (1)$$

위 (1) 식에서 V_D 는 스위칭 출력전압인 다이오드 양단전압의 평균치를 말하며, 이때 다이오드 전압의 평균값은 DT_s 동안에 출력되는 펄스 상의 다이오드 전압을 적분하여 스위칭 주기로 나눈 값으로 계산된다.

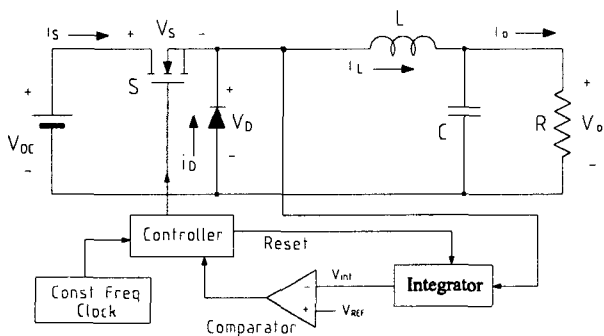


그림 2. 강압형 DC-DC 컨버터의 순시추종 PWM 제어
Fig. 2. Instantaneous following PWM control of buck converter

이 식을 기본으로 하여 그림 2와 같이 일정한 주파수로 스위칭 제어되는 새로운 제어를 설계하는 것이 가능하다. 제한된 제어회로로 동작되는 컨버터는 정 주파수로 동작되며, 컨버터의 주 스위치는 각 스위칭 주기의 시작점에서 턴 온 된다. 그림에서 보는 것과 같이 스위칭 출력 전압인 다이오드 전압은 적분기에서 적분되고, 적분 결과는 비교기를 통하여 제어 기준값과 비교된다. 적분된 다이오드 전압 V_D 가 제어 기준값에 도달되면, 즉시 비교기의 상태는 변화될 것이다. 그리고 비교기의 변화에 동기 되어 컨버터의 주 스위치를 턴 오프 시키고, 이와 동시에 적분기를 영으로 다시 리셋 시키게 된다.

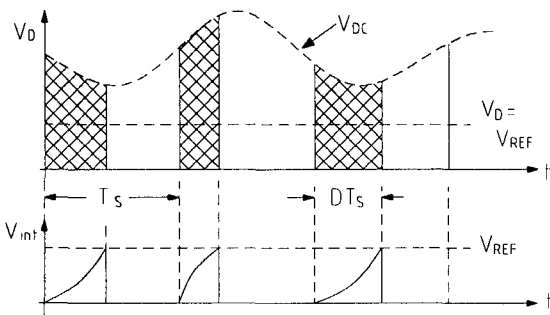


그림 3. 전원전압이 변동될 때 기준전압 일정 제어
Fig. 3. Reference voltage constant control when the source voltage fluctuate

만약 제어 기준값이 일정 하다면, 그림 3에서 보인 것과 같이 다이오드 전압의 평균값은 일정한 값으로 제어된다. 적분기에서 적분되는 적분전압의 기울기(경사면)가 전원전압의 크기에 비례함을 알 수 있다. 그리고 적분값은 일정한 값을 갖는 제어 기준치와 연속적으로 비교된다. 전원전압이 높으면, 적분값의 경사는 급격하게 되므로 적분값은 빠른 시간 내에 제어 기준값 V_{REF} 에 도달하게 된다. 따라서 스위칭 듀티비는 작아질 것이다. 이와 반대로 전원전압이 낮은 경우에는 적분값의 기울기가 완만하기 때문에 제어 기준값(V_{REF})에 도달하는 시간이 길어지므로 스위칭 듀티값(D)은 커진다.

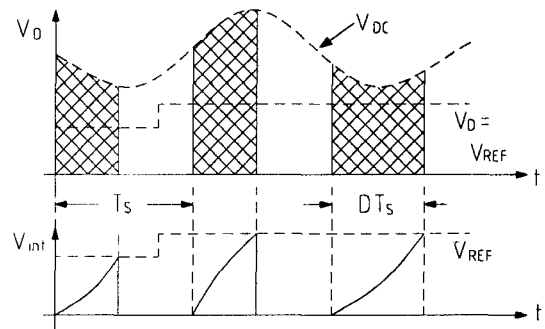


그림 4. 전원전압이 변동될 때 기준전압 가변 제어
Fig. 4. Reference voltage variable control when the source voltage fluctuate

제어 기준값이 시간에 따라 변화되는 시간 함수인 경우에도 다이오드 전압의 평균치는 제어기준치에 추종하여 변화된다. 그림 4는 제어 기준값이 단일 스텝으로 변화 될 때 출력 전압이 이에 추종하여 제어되는 관계를 보여 주는 그림이다. 그림에서 보는 것과 같이 다이오드 전압의 적분값은 즉시 변화된 제어 기준값에 추종되어 제어됨을 알 수 있다. 이러한 제어 모형에서 듀티비 D는 다음 (2) 식과 같이 표현된다.

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_{DC} dt = v_{REF} \quad (2)$$

위 식에서 v_{REF} 는 제어 기준 전압이 시변함수임을 나타내기 위하여 표현한 것이다. 회로의 동작과 앞의 식에서 알 수 있는 것과 같이 스위칭 사이클의 듀티비 D는 바로 앞 스위칭 사이클의 어떤 조건이나 상태와는 전혀 무관함을 알 수 있다. 따라서 스위칭 되는 변수의 과도적인 평균치도 한 사이클 내에서 보정되고 결정됨을 알 수 있다. (2) 식에 의해서 결정되는 듀티비는 전원전압과 제어 기준값에 의해서 결정되는 비선형 함수이다. 이러한 비선형 제어를 사용하여 강압형 컨버터의 출력 전압은 전원 전압의 변동에 관계없이 항상 제어 기준값에 추종하여 일정 제어되는 선형 함수로 동작하게 된다.

강압형 컨버터의 전단에 입력 필터가 있는 경우 control-to-output 전달함수는 우측 평면에 위상이동이 일어날 수 있다. 이는 종래의 피드백 제어를 곤란하게 만든다. 특히 입력 필터의 코너 주파수가 출력 필터의 코너 주파수 위에 있

을 때 본 제어 방식에서 컨버터의 동특성은 입력 필터를 민감하게 만들 수 있다. 그래서 제어 대 출력 전달 함수는 식 (3)과 같이 출력 필터의 2차계와 등가가 된다.

$$v_o = \frac{v_{REF}}{1 + \frac{L}{R}s + LCs^2} \quad (3)$$

2.2 제어이론

정 주파수 $f_s=1/T_s$ 로 동작하는 스위치의 존재함수 (existence function)를 $S(t)$ 라 한다면, $S(t)$ 는 다음 (4) 식과 같이 정의된다.

$$S(t) = 1: 0 < t < T_{ON}, \quad 0: T_{ON} < t < T_s \quad (4)$$

각 사이클에서 스위치는 T_{ON} 시간 동안에 턴 온 되고, T_{OFF} 시간 동안에 턴 오프 된다. 여기서 $T_{ON} + T_{OFF} = T_s$ 가 된다. 듀티비 $D=T_{ON}/T_s$ 는 적분기의 출력전압과 아나로그 제어 기준신호 V_{REF} 에 의해서 변조된다. 주 스위치의 입력 점(그림 2의 주 스위치 MOSFET의 드레인 단자)에서 입력 신호를 $x(t)$ 라 할 때, 입력 $x(t)$ 는 주 스위치에 의해서 초과 되고, 이 전압은 스위치의 출력 점(그림 2의 주 스위치 MOSFET의 소스 단자)에서 전송되어 스위치 동작에 의한 출력전압이 되는데 이때 얻어지는 출력전압을 $y(t)$ 라 하자. 스위칭 출력변수 $y(t)$ 의 주파수와 펄스 폭은 스위치 동작을 나타내는 존재함수 $S(t)$ 의 주파수 및 턴 온 시간과 일치한다. 따라서 출력전압 $y(t)$ 는 식 (5)와 같이 입력함수 $x(t)$ 와 존재함수 $S(t)$ 의 곱으로 얻어짐을 알 수 있다.

$$y(t) = S(t) \cdot x(t) \quad (5)$$

이 관계를 그림으로 표현하면 그림 5와 같이 됨을 알 수 있다. 출력전압 $y(t)$ 를 나타내는 그림에서 점선을 따라 연결된 파형은 입력 신호 $x(t)$ 의 파형과 같다. 따라서 출력전압은 존재함수와 입력함수의 곱으로 표현된다. 여기서 스위칭 주파수의 주기 f_s 는 정 주파수로 동작하는 클럭에 의해서 결정되고, 존재함수로 정의되는 스위칭 시간 T_{ON} 은 아나로그 적분기의 출력(V_{INT})과 제어 기준값(V_{REF})에 의해서 결정된다. 스위칭 출력 함수의 평균값은 다음 (6) 식과 같이 쓸 수 있다.

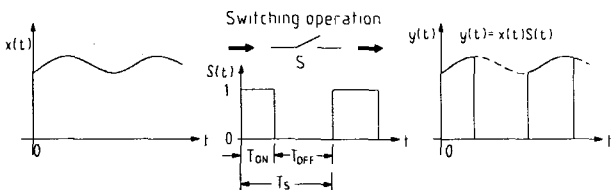


그림 5. 입출력 전압과 존재함수
Fig. 5. Input and output voltage and existence function

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{ON}} x(t) dt \quad (6)$$

위 (6) 식에서 입력함수 $x(t)$ 를 변수로 간주하였으나 강압형 컨버터에서 실제 입력전압 $x(t)$ 는 과도적으로 변하는 상

태를 무시한다면 직류전압이므로 상수로 간주하여도 무방할 수 있다. 따라서 (6)식은 다음의 (7)식과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{ON}} dt \\ &= x(t) \cdot \frac{T_{ON}}{T_s} = x(t) \cdot D(t) \end{aligned} \quad (7)$$

위의 (7)식은 스위치의 출력 점에서 스위칭 출력전압(변수) $y(t)$ 는 듀티비 $D(t)$ 와 입력전압 $x(t)$ 의 곱이 됨을 나타낸다. 그리고 이 스위치는 비선형이다. 만약 스위칭 출력변수 $y(t)$ 의 적분값이 매 사이클마다 제어 기준값의 적분과 정확하게 같도록 변조된다면, 이 두 관계는 다음 (8)식과 같이 쓸 수 있다.

$$\int_0^{T_{ON}} x(t) dt = \int_0^{T_s} v_{REF} dt \quad (8)$$

위 (8)식에서 스위칭 주기가 일정하기 때문에 스위치의 출력 점에서 스위칭 출력변수의 평균값은 매 사이클마다 제어 기준값과 정확하게 일치하게 된다. 그래서 스위칭 출력변수는 한 사이클의 단위의 평균치로서 순시 제어됨을 알 수 있다. 따라서 이 개념을 보다 구체화하기 위하여 스위칭 출력변수 $y(t)$ 를 기준으로 다시 쓰면 (9) 식과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{ON}} x(t) dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{REF} dt = v_{REF}(t) \end{aligned} \quad (9)$$

위 (9)식에서 알 수 있는 것과 같이 제안된 제어기법은 한 사이클 단위로 제어되며 한 사이클 내에서 모든 값이 보상됨을 알 수 있다. 스위치 출력 단에서 유효 출력전압의 계산은 제어 단위와 과정이 모두 한 사이클 내에서 제어되므로 위 (9)식에서 간결하게 정리하면 다음 (10)식과 같다.

$$y(t) = v_{REF}(t) \quad (10)$$

위의 (10)식에서 스위칭 제어 출력은 입력신호에 무관함을 알 수 있으며, 오직 제어 기준값(v_{REF})에 의해서만 선형적으로 일치시키고 있음을 알 수 있다. 따라서 아나로그 적분기를 이용한 PWM 추종제어 기법은 비선형 스위치를 사용하였으나 결과는 선형 동작 결과가 되게 한다.

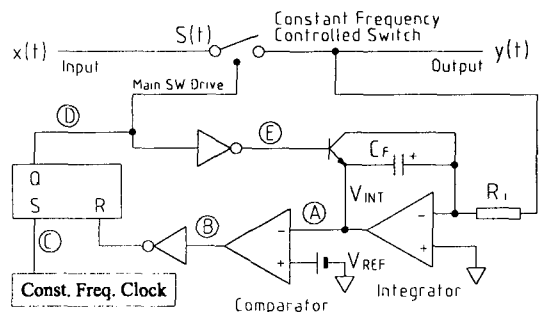


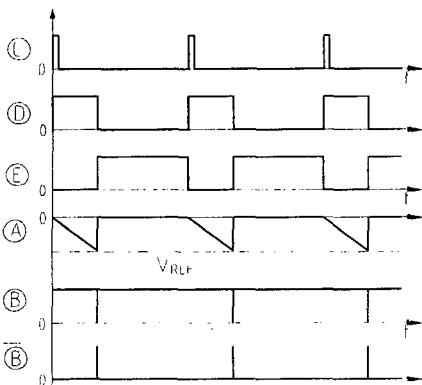
그림 6. 일정 주파수 제어 스위치의 동작
Fig. 6. Operation of constant frequency control switch

그림 6은 적분기를 이용하여 정 주파수로 동작하는 PWM 추종 제어기법을 실현하기 위한 제어회로의 개요도이다. 제어회로에서 동작의 중심이 되는 부분은 정주파수로 동작하기 위하여 정주파수 클럭(constant frequency clock) 발생회로와 아나로그 적분기이다. 정주파수 클럭 발생회로는 R-S 플립플롭과 함께 매 스위칭 동작의 시작점에서 주 스위치를 턴 온 시킨다. 아나로그 적분기는 주 스위치가 턴 온 되는 시점과 동기 되어 주 스위치의 제어 출력전압을 적분하며, 적분값(V_{INT})이 제어 기준값(V_{REF})과 같아지는 시점에서 주 스위치를 턴 오프 시키고, 이와 동시에 적분값도 초기치(제로 볼트)로 리셋 시킨다. 이때 적분값은 다음 (11) 식과 같이 쓸 수 있다.

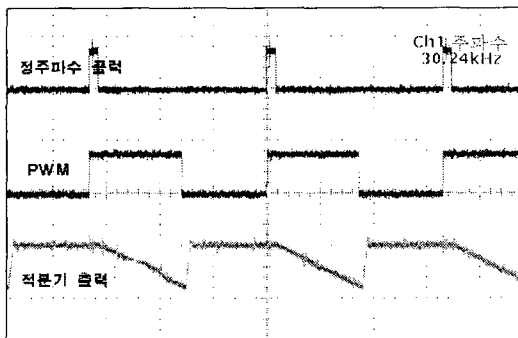
$$v_{INT} = k \int_0^t x(t) dt \quad (11)$$

위 (11) 식에서 k 는 상수이고, 적분값 $v_{INT}(t)$ 는 제어 기준값 $v_{REF}(t)$ 와 순차적으로 비교된다. 적분값 $v_{INT}(t)$ 가 제어 기준값 $v_{REF}(t)$ 에 도달되는 순간 제어기는 주 스위치의 상태를 한 상태에서 다른 상태로 바꾸는 신호를 출력하게 된다. 이와 동시에 제어기는 적분기를 제로로 리셋 시킨다. 그리고 각 사이클에서 듀티비($D=T_{ON}/T_S$)는 다음 (12) 식에 의해서 결정된다.

$$k \int_0^{DT_S} x(t) dt = v_{REF}(t) \quad (12)$$



(a) 제어회로의 주요 파형



(b) 제어회로의 실측 파형

그림 7. 제어회로의 주요 동작 파형

Fig. 7. Operation waveform of control circuit

스위칭 주기 T_S 와 k 는 모두 상수이므로 $K=1/kT_S$ 도 상수가 된다. 스위칭 출력값 $y(t)$ 의 평균치는 각 사이클에서 다음 (13) 식과 같이 쓸 수 있다.

$$y(t) = \frac{1}{T_S} \int_0^{DT_S} x(t) dt = K v_{REF}(t) \quad (13)$$

그림 7은 제어 기준 전압 V_{REF} 가 상수일 때 그림 6의 회로 중에서 주요 동작 신호를 나타낸 파형이다. 이 스위칭 동작은 어떤 물리적인 스위치 동작에 대해서도 한 사이클 제어가 가능하며 스위칭 변수는 물리적 변수나 추상적인 신호에 대해서도 같은 개념으로 스위칭 할 수 있다.

2.3 불연속 모드에서 동작 해석

그림 2의 주 회로에 있는 인덕터 L 은 주 스위치 MOSFET가 오프 될 때 전류 에너지를 방출한다. 주 회로는 이 인덕터에서 전류에너지가 모두 방출되기 전에 다시 턴 온 되어야 부하전류의 연속성이 보장되고 직류로서 역할이 가능하다. 그러나 만약 적분기의 리셋 시간이 인덕터에서 전류가 방출되는 시간보다 길어진다면 부하 전류는 연속적으로 흐르지 못하게 된다. 그러나 본 연구에서 제안된 제어 기법은 전류 불연속 조건에서도 잘 동작하여 컨버터를 원활하게 제어하고 있음을 알 수 있다.

그림 1에서 제시된 강압형 컨버터를 사용하여 전류 불연속 모드에서의 제어 특성과 컨버터 동작에 대하여 설명한다. 그림 8은 불연속 모드에서 주 회로의 다이오드 전압 및 인덕터 전류와 제어회로의 적분기에서 적분되는 적분 전압과의 상호관계를 나타낸다.

그림 8의 t_1 에서 컨버터의 주 스위치는 턴 오프 되고, 이와 동시에 인덕터는 전류원으로 작용하여 전류를 방출하기 시작하기 때문에 전류는 그림과 같이 감소되기 시작한다. t_1 에서 t_2 까지의 시간동안 다이오드는 인덕터에서 방출되는 전류를 부하로 되돌리는 유틸 전류를 흘리므로 다이오드 전압 V_D 는 제로가 된다. 그리고 t_2 에서 인덕터 전류는 제로가 되지만, 주 스위치는 아직도 오프 상태에 있게 된다. 이어서 시간 t_2 에서 t_3 사이 동안 아직도 주 스위치는 오프 상태에 있기 때문에 전원부에 전력이 공급되지 못하고, 인덕터 전류가 영이 되는 t_2 시점에서 다이오드에는 출력전압 V_O 가 인가된다. 따라서 이때 다이오드 전압 $V_D=V_O$ 가 되므로 적분기는 다이오드에 나타나는 출력전압 V_O 에 의하여 즉시 적분동작을 시작하게 된다. 그리고 t_3 에서 컨버터의 주스위치는 정주파수 클럭 회로에서 발생하는 신호 펄스에 의해서 턴 온 되고, 이와 동시에 다이오드 전압은 전원전압이 인가될 것이다. 그리고 동시에 적분기의 입력 전압도 V_O 에서 V_{DC} 로 상승하므로 적분전압의 경사도 전원전압 레벨에 따라서 기울기가 커지게 된다. 이 두 가지의 다른 다이오드 전압에 의해서 적분된 전압(V_{INT})이 제어 기준전압(V_{REF})에 도달하게 될 때 컨버터의 주 스위치는 다시 턴 오프 될 것이다. 이때 두 가지의 다이오드 전압에 의해서 만들어지는 적분기의 전압은 다음 (14) 식과 같이 쓸 수 있다.

출력전압 V_O 는 한 스위칭 사이클 동안 다이오드에 인가되

는 전압의 평균치와 같은 값이다. 따라서 제안된 제어 기법은 비록 컨버터가 불연속 모드에서 동작한다고 해도 여전히 효과적으로 본연의 동작특성을 유지하고 동작 책무를 완수하고 있음을 알 수 있다.

$$v_{INT} = k \int_{t_2}^{t_3} v_o dt + k \int_{t_3}^{t_4} v_{DC} dt = v_{REF}(t) \quad (14)$$

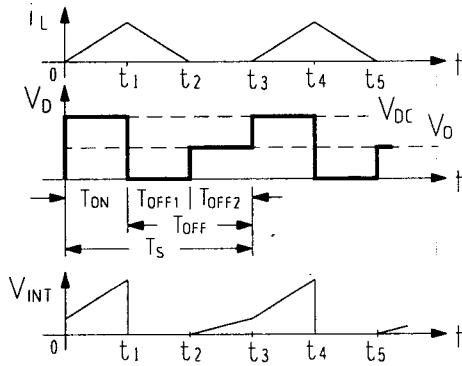


그림 8. 전류 불연속 모드에서 주요 동작 파형
Fig. 8. Operation waveform

2.4 스위칭 오차의 자동 보정

지금까지 컨버터의 주 스위치가 이상적이라고 가정하고 설명하였다. 그러나 실제의 전자 스위치는 온 상태전압이 존재하고 온 및 오프 상태에서 과도적인 스위칭 특성이 나타난다. 그러나 제안된 제어방식의 경우에 있어서 적분기의 리셋 시간이 주 스위치의 스위칭 시간 보다 실제로 아주 적다면, 이러한 오차는 자동으로 보정 됨을 쉽게 알 수 있다.

그림 1에서 보인 강압형 컨버터를 사용하여 이에 대한 것을 증명하고자 한다. 그림 9에서 보는 것과 같이 주 스위치는 턴 온 및 턴 오프 시간을 가지고 있다. 그리고 다이오드가 윌링 전류를 흘릴 동안 다이오드 양단에는 그림과 같이 전압강하가 발생된다. 이때 적분기는 그림 9에서 보인 주 스위치의 턴 온 및 턴 오프 과도상태와 다이오드의 온 상태 전압 모두를 적분하게 된다. 적분기의 출력은 제어 기준전압과 비교하게되므로 적분값이 제어 기준값에 도달하게 될 때 주 스위치를 턴 오프 시키게 된다. 다이오드 전압의 평균치는 스위칭 오차에 관계없이 매 사이클에서 제어 기준값과 같게 된다.

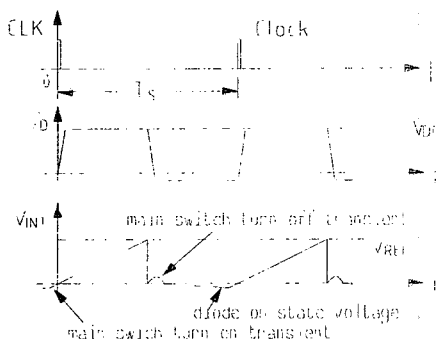


그림 9. 스위칭 소자의 스위칭 특성과 적분전압
Fig. 9. Integral voltage and switching characteristics of device

2.5 실험결과

제안된 제어기법의 가능성을 입증하고 우수성을 함께 나타내기 위하여 고자 한다. 주회로는 그림 1과 같은 강압형 컨버터를 사용하였다. $V_{DC}=150[V]$, 정주파수 f_s 는 $40[kHz]$, 주회로의 인덕터 L 은 $600[\mu H]$, 캐패시터 C 는 $1000[\mu F]$, 부하 저항은 $50[\Omega]$ 을 사용하였다. 정주파수 클럭회로는 555 타이머를 사용하여 설계하였으며 $50[kHz]$ 로 발진한다. 여기서 발생하는 펄스는 R-S 플립플롭을 세트시키므로 매 사이클의 시작점에서 컨버터의 주 스위치를 턴 온 시키고, 동시에 적분기를 동작시킨다.

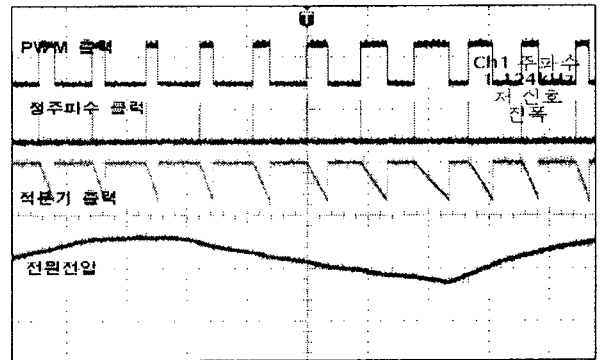


그림 10. 전원 전압이 변동될 때 제어기의 보상 특성
Fig. 10. Compensation characteristics of controller when the source voltage fluctuate

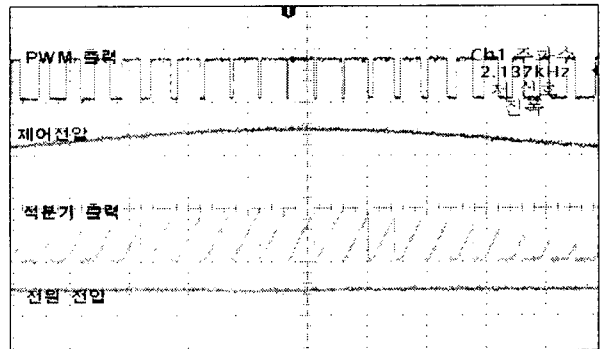


그림 11. 제어 기준값이 변할 때 제어기의 추종 특성
Fig. 11. Following characteristics of controller when the reference voltage fluctuate

2.5.1 전원전압변동의 보상

그림 10은 전원 전압이 변동될 때 적분기가 이를 추종하여 보상하는 특성을 나타낸다. 그림 10에서 상위 첫 번째의 파형은 주 스위치 제어용 PWM 제어 신호이며, 세 번째 파형은 전원에 포함된 리플 전압을 나타낸다. 전원이 크게 변동하여도 제어기는 이를 추종하여 잘 보상하고 있음을 알 수 있다. 두 번째 파형은 적분기를 정 주파수로 동작시키기 위한 정주기 클럭이고, 세 번째 파형은 적분기의 출력파형이다. 여기서 적분기의 적분시간이 출력전압의 크기에 반비례하여 길어지고 있으며, 이에 따라 맨 위의 PWM 파형의 폭이 넓어짐을 알 수 있다. 따라서 제안된 제어기법은 스위칭 중이라도 전원전압의 변동분을 보상하고 있음을 알 수 있다.

2.5.2 제어 기준값 추종특성

그림 11은 제어 기준 값이 변할 때 제어기의 추종 특성을 나타내는 사진이다. 두 번째 파형이 제어기준 전압 파형인데 기준전압이 변하고있음을 알 수 있다. 이에 따라 PWM 파형(첫 번째 파형)과 적분기의 출력 파형(세 번째 파형)이 이에 추종하여 변화되고 있음을 알 수 있다. 그림 11에서 보는 것과 같이 한 사이클 내에서 전원변동을 보상하고, 제어기는 제어 기준값에 추종하고 있음을 알 수 있다.

3. 결 론

제안된 제어기법은 입력 전원 전압에서 어떠한 형태의 전 원 교란이 발생하여도 한 싸이클 내에 이를 추종하여 보정 한다. 제어 형식은 정 주파수 비선형 제어 스위치로 동작하 지만 제어 결과는 선형제어의 결과를 얻는다. 오차 신호를 추종하여 보정하는 시간은 스위칭 주파수에 의해서 결정된 다. 전원전압에 어떠한 형태의 전압 변동이 발생되어도 스위 칭 주파수가 50[kHz]인 경우 20[μ S] 이내에 이를 보상하여 추종 제어한다. 그리고 제어 기준값이 변하는 경우는 물론 불연속인 경우도 제어 기준값에 이를 추종 제어함을 알 수 있다.

스위칭 주파수는 주 전류의 크기와 스위칭 소자의 종류에 따라 다르지만 소용량인 경우 MOSFET를 주 스위칭 소자 로 사용할 경우 100[kHz] 이상 높일 수 있으며 이대 보정하 여 추종제어하는 시간은 10[μ S] 이하가 됨을 알 수 있다. 정 상상태는 물론 과도 상태에 대해서도 모두 안정된 제어 특 성을 갖고 있다.

본 논문에서는 강압형 컨버터를 사용하여 제어기의 특성 을 조사하였으나 이외의 어떠한 컨버터에 대해서도 우수한 제어 특성을 나타낸다. 제어 이론과 실험결과가 잘 일치하고 있음을 알 수 있었다. 제어회로에 아나로그 적분기를 사용하 므로 회로가 간단하고 정밀제어가 이루어짐을 알 수 있다.

본 논문은 한국과학재단 특정기초연구
(1999-2-302-014-3)지원으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] K. M. Smedley and S. Cuk, "One-cycle control of switching converter", in IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1991 Record, pp. 1173-1180.
- [2] A. Capel, G. Ferrante, D. O'Sullivan, and A. Weinderg, "Application of the injected current mode fore the dynamic analysis of the switching regulators with the new concept of LC2 modulator", in IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1978 Record, pp. 135-147.
- [3] C. W. Deisch, "Simple switching control method changes power converter into a current source", in IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1978 Record, pp. 300-306.
- [4] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "Advances in switched mode power conversion vol. I, II, & III", TESLACO 1981 and 1983.
- [5] F. C. Schwarz, "Analog signal to discrete time interval converter(ASDIIC)", U.S. Patent 3659184, 1972.
- [6] F. C. Schwarz, "Engineering Information on an analog signal to discrete time interval converter(ASDTIC)", NASA CR-134544, 1972.
- [7] L. Malesani, L. Rossetto, G. Spiazzi, and P. Tenti, "Three-phase power factor controller with minimum output voltage distortion", in Proc. Intelle 93: 15th Int. Telecommunications Energy Conf. INTELEC '92.
- [8] Z. Lai and K. Smedley, "A new extension of one-cycle control and its application to switching power amplifier", in Proc. 1994 IEEE Applied Power Electronics Conf. and Extension-ASPEC'95. Dallas, TX, vol.2, pp.635-641, Feb.5-9, 1995.