전력전자학술대회 논문집 2003. 7. 14 ~ 7. 17

하프브리지 DC-DC 컨버터의 순시추종제어

°라병훈, 이현우, 김상돈*, 김광태**
경남대학교, *경남애니메이션고등학교, **부산정보대학

Instantaneous Following Control of Half-Bridge DC-DC Converter

°B.H. Ra, H.W. Lee, S.D. Kim*, K.T. Kim**
Kyungnam Univ., *Gyeongnam Animation High School, **Busna Info-tech College

ABSTRACT

A new non linear, mean value, instantaneous following control technique to design half bridge converter is proposed in witch control principle uses characteristic that reset time of analog integrator is inverse proportion in input voltage. It is Important characteristic that compensation and follow-up control time are same with switching frequency. Is completed in one cycle that base control frequency. Have excellence characteristic that follow in order instruction value exactly stationary state as well as transient state. Half bridge converter that apply this control principle can know that have stabilize and excellence characteristic. This technique is verified through an experiment, and know that experiment result and theory agree well.

1. 서 론

기존의 스위칭 컨버터의 제어기법에는 피드백 제어[1], 전류제어[2]-[4], 피드-포워드 제어, ASDTIC (Analog Signal Digital Time Interval Converter) [5],[6] 등이 있다.

스위칭 컨버터는 PWM 방식의 비선형 시스템이다. 이러한 컨버터가 적절한 PWM 방식으로 제어될 때 시스템은 동급의 선형 피드백 시스템보다 강인하고 전원전압의 변동에 대해서도 보다 안정된 보상특성을 갖는다. 전력전자분야의 연구자들에 의해서 스위칭 컨버터를 제어하기 위한 대전력용 비선형 제어에 대한 연구가 계속 되고 있다.

본 논문에서는 아날로그 적분기를 이용하여 비선형 순시추종 PWM 제어회로를 제안하고자 한다. 또한 이 제어회로를 하프 브리지 DC-DC 컨버터에 적용하여 제어성능을 실험하고 증명하고자 한다.

2. 순시추종 PWM 제어회로

그림 1에 비선형 순시추종 PWM 제어회로를 나타낸다. 제어회로에서 동작의 중심이 되는 부분은 정주파수로 동작하기 위하여 정주파수 클록 발생회로와 아날로그 적분기이다. 정주파수 클록 발생회로는 RS 플립플롭과 함께 매 스위칭 동작의 시작점에서 주 스위치를 턴 온 시킨다.

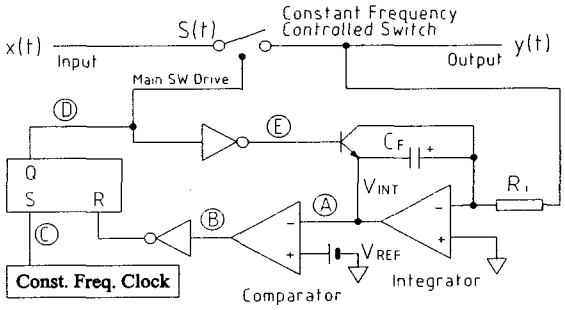

그림 1. 비선형 순시추종 PWM 제어회로
Fig. 1. Non linear instantaneous following PWM control circuit

아날로그 적분기는 주 스위치가 턴 온 되는 시점과 동기되어 주 스위치의 제어 출력전압을 적분하며, 적분값이 제어 기준값과 같아지는 시점에서 주 스위치를 턴 오프시키고, 이와 동시에 적분값도 초기치(0[V])로 리셋 시킨다. 이때 적분값은 다음의 식 (1)과 같이 쓸 수 있다.

$$v_{INT} = k\int_0^t x(t)dt \qquad (1)$$

위 식 (1)에서 k는 상수이고, 적분값은 제어 기준값과 순시적으로 비교된다. 적분값과 제어 기준값에 도달되는 순간 제어기는 주 스위치의 상태를 어떠한 상태에서 다른 상태로 바꾸는 신호를 출력하게 된다. 이와 동시에 제어기는 적분기를 영으로 리셋 시킨다. 그리고 각 사이클에서 시비율은 다음의 식 (2)에 의해서 결정된다.

$$k\int_0^{DT_S} x(t)dt = v_{REF}(t) \qquad (2)$$

스위칭 주기 Ts와 k는 모두 상수이므로 K= 1/kTs도 상수가 된다. 스위칭 출력값의 평균치는 각 사이클에서 다음의 식 (3)와 같이 쓸 수 있다.

$$y(t) = \frac{1}{T_S}\int_0^{DT_S} x(t)dt = K\,v_{REF}(t) \qquad (3)$$

그림 2는 제어 기준전압이 상수일 때 그림 1의 회로 중에서 주요 동작 신호를 나타낸 파형이다. 이 스위치 동작은 어떤 물리적인 스위치 동작에 대해서도 한 사이클 내에서 제어가 가능하며 스위칭 변수는 물리적 변수나 추상적인 신호에 대해서도 같은 개념으로 스위칭 할 수 있다.

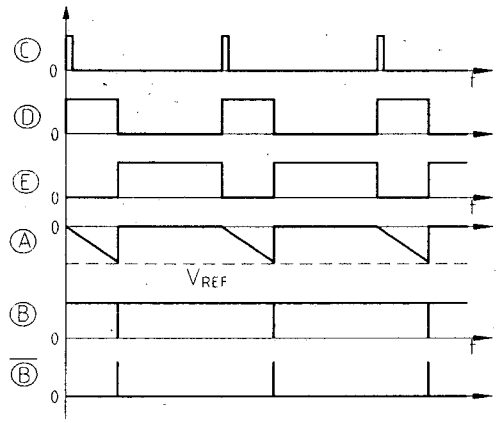

그림 2. 설계된 제어회로의 주요 동작 파형
Fig. 2. Operation waveform of control circuit

만약 제어 기준값이 일정 하다면, 그림 3에서 보인 것과 같이 컨버터의 출력측 다이오드 전압의 평균값은 일정한 값으로 제어된다. 적분기에서 적분되는 적분전압의 기울기가 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 기준값에 도달하게 된다. 따라서 스위칭 시비율은 작아질 것이다. 이와 반대로 전원전압이 낮은 경우에는 적분값의 기울기가 완만하기 때문에 제어 기준값에 도달하는 시간이 길어지므로 스위칭 시비율은 커진다.

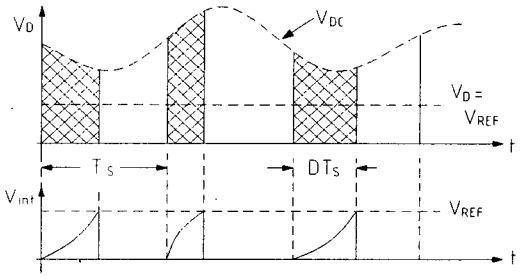

그림 3. 전원전압이 변동될 때 기준전압 일정제어
Fig. 3. Reference voltage constant control when the source voltage fluctuate

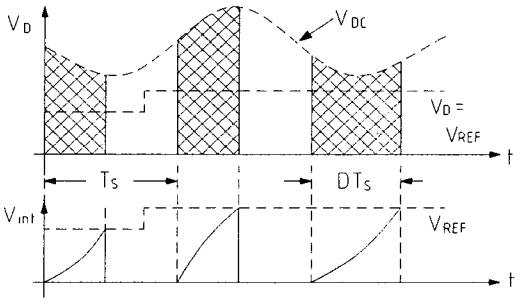

그림 4. 전원전압이 변동될 때 기준전압 가변제어
Fig. 4. Reference voltage variable control when the source voltage fluctuate

제어 기준값이 시간에 따라 변화되는 시간함수인 경우에도 컨버터 출력측 다이오드 전압의 평균치는 제어 기준값을 추종하여 변화된다. 그림 4는 제어 기준값이 단일 스텝으로 변화 될 때 출력전압이 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 시비율은 다음의 식 (2)와 같이 표현된다.

$$\frac{1}{T_s}\int_0^{DT_s} V_{DC}\,dt = v_{REF} \qquad (4)$$

위 식에서 v_{REF}는 제어 기준 전압이 시변 함수임을 나타내기 위하여 표현한 것이다. 회로의 동작과 앞의 식에서 알 수 있는 것과 같이 스위칭 사이클의 시비율은 바로 앞 스위칭 사이클의 어떤 조건이나 상태와는 전혀 무관함을 알 수 있다. 따라서 스

위칭 되는 변수의 과도적인 평균치도 한 사이클 내에서 보정되고 결정됨을 알 수 있다. 식 (4)에 의해서 결정되는 시비율은 전원전압과 제어 기준값에 의해서 결정되는 비선형 함수이다. 이러한 비선형 제어를 사용하여 컨버터의 출력전압은 전원전압의 변동에 관계없이 항상 제어 기준값에 추종하여 일정 제어되는 선형함수로 동작하게 된다.

3. 실험 및 고찰

순시추종 PWM 제어기법의 기능성을 입증하고 우수성을 함께 나타내기 위하여 하프 브리지 컨버터를 제작하여 제어기를 적용하여 실험하였다.

그림 5는 하프 브리지 컨버터의 주 회로와 순시추종 PWM 제어기의 블록도를 나타낸다. 제어기는 주 스위치가 동작하는 매 주기마다 적분 동작을 실행한다. 매 주기마다 교차로 두 개의 스위치를 제어하기 위하여 2상 분리회로(two-phase split circuit)를 사용하여야 한다.

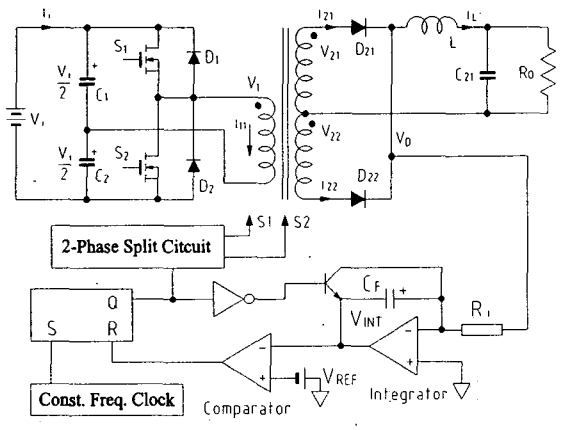

그림 5. 하프 브리지 컨버터의 제어회로 블록도
Fig. 5. Control-circuit block-diagram of half-bridge converter

컨버터의 직류 입력전압은 24[V], 스위칭 주파수는 25[kHz]로 한다. 입력전압을 24[V]로 하였기 때문에 상용전원 220[V]를 사용할 경우에 고려해야 될 전압 변동율과 정류 및 평활 방식에 대한 고려는 할 필요가 없기 때문에 간단하다. 정주파수 클록회로는 555 타이머를 사용하여 설계하였으며 50[kHz]로 발진한다. 여기서 발생되는 펄스는 SR 플립플롭을 세트시키므로 매 사이클의 시작점에서 컨버터의 주 스위치를 턴 온 시키고, 동시에 적분기를 동작시킨다. 그러나 2상 분할회로가 이를 교대로 2상 분할하므로 주 회로의 각 주 스위치는 25[kHz]로 스위칭 하는 것이 된다.

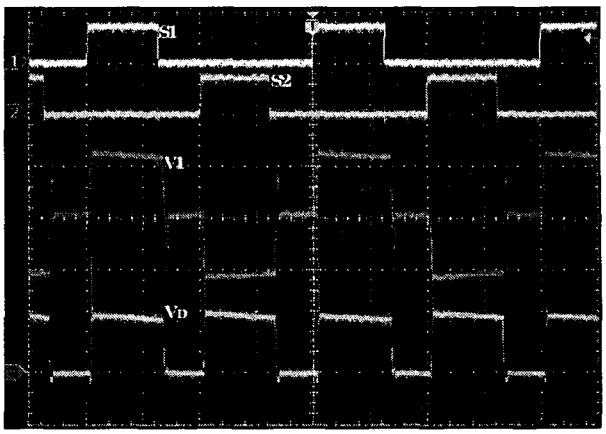

그림 6. 제어신호와 1차 권선 전압 파형
Fig. 6. Waveform of control signal and primary winding voltage

그림 6은 하프 브리지 컨버터의 주요 파형을 나타낸다. 그림에서 스위치 S1과 S2는 두 개의 주 스위치를 제어하는 제어신호 파형이고, V1은 주 스위치의 스위칭 동작에 따라 1차 권선에 인가되는 전압 파형이며, V_D는 2차 회로에서 다이오드를 통하여 정류된 정류 전압 파형을 나타낸다.

그림 7은 제어기준 전압이 삼각파 및 구형파로 변할 때 제어회로의 응답특성을 나타낸 그림이다. 여기서 제어기준 신호의 변화에 따라 우수한 순시추종제어 특성이 얻어짐을 알 수 있다.

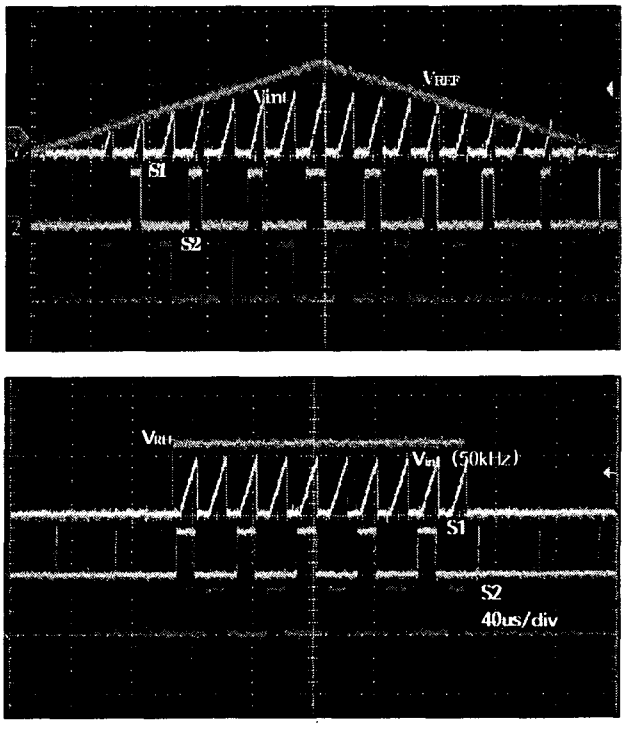

그림 7. 제어기준 전압이 변할 때 제어기의 추종
Fig. 7. Prediction of rejection to control reference voltage

그림 8은 입력전원이 그림의 제일 아래 파형과 같이 순시적으로 변화할 때 제어기가 추종되는 특성을 나타낸다. 입력전압이 낮아지면 이에 따라 적분시간이 길어지므로 PWM 펄스 폭이 길어짐을 알 수 있다.

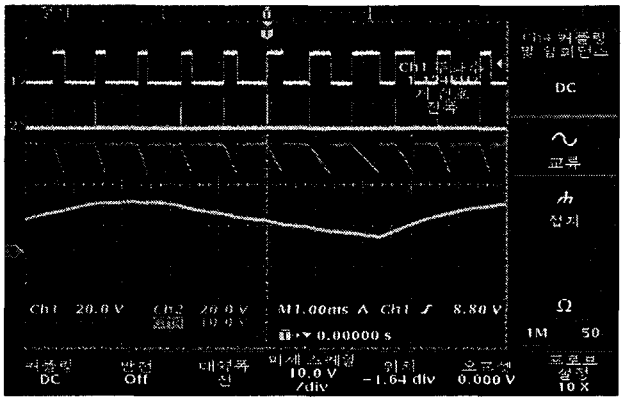

그림 8. 전원이 변할 때 제어기의 추종
Fig. 8. Prediction of rejection to power source perturbations

전원회로의 출력전원에 따른 전고조파 왜율(total harmonics distortion ; THD)과 노이즈(noise ; N)를 테스트하여 그림 9에 나타내었다. 그림에서 보이듯이 전 주파수 영역에서 0.62% 이하의 THD+N의 결과를 얻을 수 있었다.

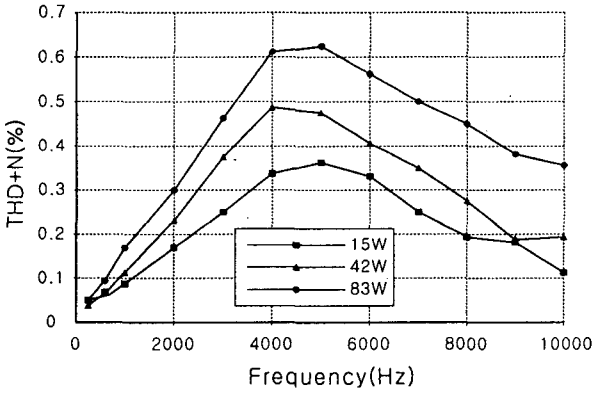

그림 9. 출력전력에 따른 전고조파 왜율 및 노이즈
Fig. 9. Total harmonics distortion and noise to output power

4. 결 론

순시추종 PWM 제어기법은 입력전원 전압에서 어떠한 형태의 전원 교란이 발생하여도 한 사이클 내에 이를 추종하여 보정하였다. 제어형식은 정 주파수 비선형 제어 스위치로 동작하지만 제어결과는 선형제어의 결과를 얻는다. 오차 신호를 추종하여 보정하는 시간은 스위칭 주파수에 의해서 결정된다. 전원전압에 어떠한 형태의 전압변동이 발생되어도 스위칭 주파수가 50[kHz]인 경우 20[μs] 이내에 이를 보상하여 추종 제어한다. 그리고 제어 기준값이 변하는 경우는 물론 불연속인 경우도 제어 기준값에 이를 추종 제어함을 알 수 있었다.

스위칭 주파수는 주 전류의 크기와 스위칭 소자의 종류에 따라 다르지만 소용량인 경우 MOSFET를 주 스위칭 소자로 사용할 경우 100[kHz] 이상 높일 수 있으며 이때 보정하여 추종제어 하는 시간은 10[μs] 이하가 됨을 알 수 있었다. 그리고 정상상태는 물론 과도 상태에 대해서도 모두 안정된 제어 특성을 갖고 있었다.

본 논문에서는 순시추종 PWM 제어기를 하프브리지 컨버터에 적용 실험하여 그 제어성능을 증명하였다. 제어이론과 실험결과가 잘 일치하고 있음을 알 수 있었으며, 제어회로에 아날로그 적분기를 사용하므로 회로가 간단하고 정밀제어가 이루어짐을 알 수 있었다. 순시추종 PWM 제어기는 이외의 공진형 컨버터에 대해서도 우수한 제어 특성을 나타낼 것으로 사료된다.

이 논문는 산업자원부에서 시행한 전력산업 인프라 구축지원사업으로 수행된 논문입니다.

참 고 문 헌

[1] K.M. Smedley and S. Ćuk, "One-cycle control of switching converters", in IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 10, No. 6, November, 1995 Record, pp. 625-633.

[2] A. Capel, G. Frrante, 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. Ćuk, "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 (ASDTIC)", 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.