

전류 불연속 모드로 동작하는 벡 컨버터의 새로운 PWM 제어 방식에 관한 연구

李在三[†], 孫虎仁^{*}, 趙勳熙^{**}

A Study on the Leading Edge Modulation Buck converter Operating in Discontinuous Conduction Mode

Jae-Sam Lee, Ho-In Son and Hoon-Hee Cho

요 약

LLC 하프브리지 다중 출력용 컨버터의 보조 출력부와 같이, 펄스 전압을 입력으로 갖는 PWM 컨버터에서는 출력 정전압 제어를 위하여 스위치의 턴 온 제어 방식을 필요로 한다. 본 논문에서는 전류 불연속 모드로 동작하는 벡 컨버터의 새로운 도통시간 턴 온 제어방식에 대하여 논하였다. 제안된 LEM 제어 방식의 PWM 동작 원리를 설명하였으며, 임펄스 응답 이론을 근거로 인덕터 전류의 소신호 주파수 응답 특성을 고찰 하였다. 또한 60인치 PDP 어드레스용 100W급 파워 모듈에 적용함으로써 제안된 제어 방식의 타당성을 검증하였다.

ABSTRACT

This paper presents a new Leading edge modulation Buck converter operating in discontinuous conduction mode (DCM) for the pulse voltage input. In the slave output of the LLC half-bridge multi-resonant converter, to regulate the direct chopper's output voltage, its PWM switch is controlled by the leading edge modulation.

The principles of this proposed LEM control method and the fast dynamics in inductor current based on the converter impulse response are studied. The theoretical results are verified through an experimental prototype of the 100W 60inch PDP Address power module.

Key Words : leading edge modulation, fast dynamics, DCM

1. 서 론

PDP와 같이, 최근 디스플레이 가전용 전원 장치들은 각 구성 모듈에 해당 전원들을 개별적으로 공급하는 다중 출력 시스템이다. 이러한 전원장치들은 다수

의 변압기 및 스위칭 소자를 필요로 하며, 회로가 복잡하고 가격이 비싸며 신뢰성이 저하될 수 있다. 이러한 단점을 보완하기 위해, 최근 단일 변압기를 이용한 다중 출력용 DC/DC 컨버터들이 제안되고 있다^[1,2]. 단

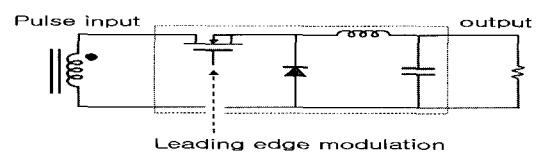


그림 1 제안된 단일변압기 보조출력부 LEM 컨버터
Fig. 1 Proposed LEM converter for slave output

[†]교신저자 : 정회원, LG이노텍(주) 파워연구실 선임연구원

E-mail : jsleer@lginnotek.com

^{*}정회원, LG이노텍(주) 파워연구실 주임연구원

^{**}정회원, LG이노텍(주) 파워연구실 주임연구원

접수일자 : 2007. 4. 24 1차 심사 : 2007. 5. 15

심사완료 : 2007. 5. 16

일 변압기를 이용한 컨버터의 보조 출력은 변압기 펄스 전압을 다이오드와 콘덴서를 이용하여 정류한 후, 정류된 DC 전압을 변환하는 DC/DC 컨버터 방식이다.

본 논문에서는 단일 변압기 2차 보조 출력부의 펄스 전압을 정류 없이 입력으로 직접 사용하는 전류 불연속 모드의 벽 컨버터에 대하여 논하였다. 펄스 전압을 입력으로 사용하는 경우에는 일반적인 PWM 제어 방식(Trailing edge modulation: TEM)이 아닌, 주 스위치의 턴 온 시간 제어 방식(Leading edge modulation: LEM)을 요구한다. 본 논문에서는 기존 TEM 방식과 비교하여, 제안된 LEM 방식의 PWM 구동 차이점을 설명 하였으며^[2], 정상상태 동작 특성을 고찰하였다^[3]. 또한, 임펄스 응답(impulse response) 이론을 근거로, 제어-인덕터 전류의 전달 특성을 수식으로 유도함으로써, 제어-출력 전달함수(control-to-output transfer function) 고주파수 응답 특성(fast dynamics)을 규명하였다^[4]. 마지막으로 PDP 디스플레이 전원장치의 어드레스용 100W급 파워 모듈에 적용 실험함으로써 제안된 PWM 제어 방식의 실효성을 검증하였다^[5].

2. 제안된 PWM 컨버터의 제어 원리

그림 2의 벽 컨버터에서, 일반적인 PWM 제어 방식(Trailing edge modulation: TEM) 동작 원리를 그림 3에 도시하였다. 입력전압은 DC 상태로서, 부하 변동으로 인하여 출력전압 변동 발생 시, $v_c(t)$ 변화에 의해 주 스위치 FET의 도통 턴 오프 지점에서 미소 제어됨을 알 수 있다. 또한, 제어 부 출력전압 $V_{o,comp}(t)$ 는 주 스위치 FET의 도통시간 $D(t)$ 와 일치한다.

그림 1과 같이, 변압기 2차 측 보조 출력부의 펄스 전압을 입력으로 하는 컨버터인 경우, 출력 정전압을 유지하기 위해 새로 제안된 PWM 제어 방식(Leading edge modulation: LEM)을 그림 4에 도시하였다.

펄스형태의 입력 전압 전력변환을 위하여, 제어부의 비교기 전압은 전류 연속모드 LEM 방식에서 적용되는 역 톱니파형이 아닌 삼각파형이 사용된다. 부하 변동으로 출력전압 변동 발생 시, $v_c(t)$ 변화에 의해 도통 기간의 시작 지점이 미소 변동되며, 따라서 주 스위치는 도통 턴 온 지점에서 미소 제어 된다. 벽 컨버터의 주 스위치 차단 시점은 제어기 동작과 관계없이 변압기 보조 출력 전압이 위상 반전되는 시점이다.

이와 같은 LEM 제어 기능을 행하기 위해서는 벽 컨버터가 전류 불연속 모드로 동작되어야 하며, 비교기 삼각파형의 주파수는 입력전압 펄스 파형의 주파수와

동일해야 한다. 또한 정상상태에서 인덕터 전류 상승 구간인 주 스위치의 도통 비율(D_s)을 확보해야 함으로, 비교기 삼각파형의 기울기 하강 기간이 양(+)의 입력전압 인가구간보다 길고, 삼각파형 최대 시점은 양(+)의 입력전압 인가 시점으로 동기화 되도록 제어기 설계가 필요하다.

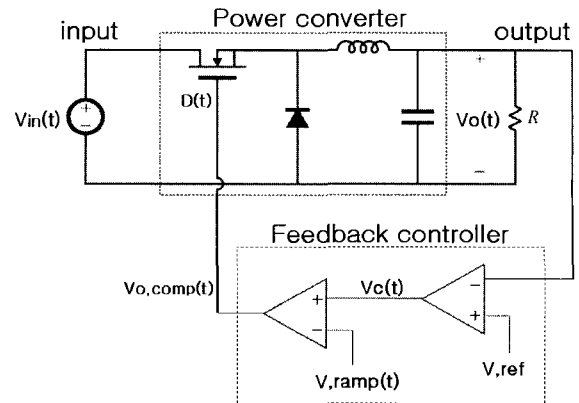


그림 2 벽 컨버터 도면
Fig. 2 schematic diagram of Buck converter

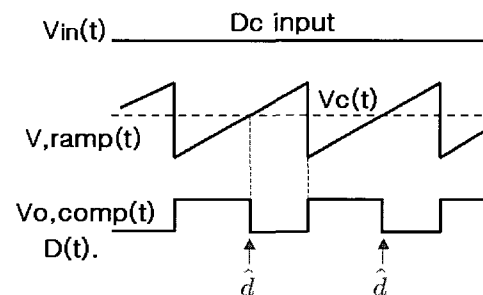


그림 3 턴 오프 PWM 제어방식
Fig. 3 trailing edge modulation control scheme

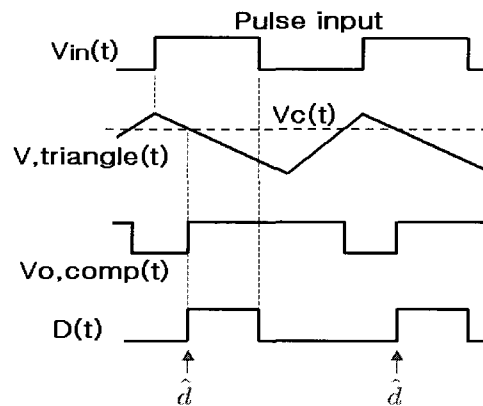


그림 4 턴 온 PWM 제어방식
Fig. 4 leading edge modulation control scheme

3. 정상 상태(steady-state) 특성

전류 불연속 모드로 동작하는 LEM 제어 방식 벽 컨버터에서, 스위칭 한주기 동안 인덕터 전류 상승, 하강 비율을 각각 D_1, D_2 라 하면, 정상상태 인덕터 전압-시간 평형(volt-second balance) 조건으로부터, 입출력 전압 이득(M)은 다음과 같다.

$$M = \frac{D_1}{D_1 + D_2} \quad (1)$$

또한, 변압기 양(+)의 출력기간 비율 D_H , 비교기 삼각파형의 하강기간 비율 D_{RC} , 삼각파형의 크기를 V_M 이라 하면, 비교기 입력전압 V_C 로부터 주 스위치 도통기간 D_1 을 구하면 다음과 같다.

$$D_1 = D_H - D_{RC} \left(1 - \frac{V_C}{V_M}\right) \quad (2)$$

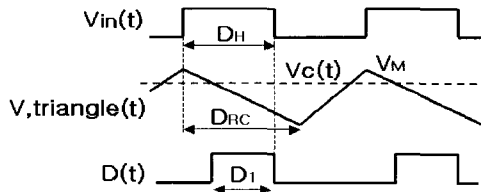


그림 5 제안된 피드백 제어 부 동작
Fig. 5 proposed feedback controller scheme

4. 소 신호(small signal) 특성

4.1 인덕터 전류 응답(fast dynamics) 특성

TEM 및 LEM의 PWM 제어 방식 차이점은 도통시간 제어(\hat{d}) 인가 시점이다. 이로 인해, 두 제어 방식은 인덕터 전류의 소신호 응답 특성에서 큰 차이점을 보인다. 이를 그림 6, 7에 각 도시 하였다.

도통시간 미소변위(\hat{d}) 인가(perturbation: $d = D + \hat{d}$)는 도통시간 제어 시점에서 컨버터에 미소변위(\hat{d}) 임펄스(impulse) 전압을 인가하는 것으로 해석 가능하다. 따라서 임펄스 전압을 인가한 후, 두 제어 방식에 대한 인덕터 전류의 소신호 임펄스 응답 특성(impulse response)을 수식으로 유도할 수 있다. 그림 2에서, 입출력 전압을 DC로 가정하면, ($v_{in}(t) = V_{IN}, v_o(t) = V_o$), TEM 방식에서의, 도통비율 미소 변위(\hat{d}_1) 인가에 따른 인덕터 전류 소신호의 크기는 다음과 같다.

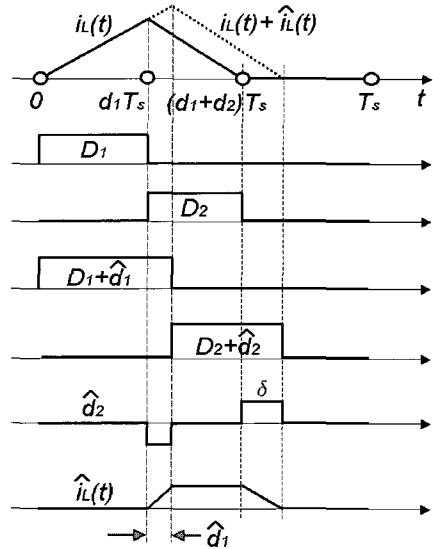


그림 6 TEM 방식의 소신호 특성
Fig. 6 small signal dynamics of TEM

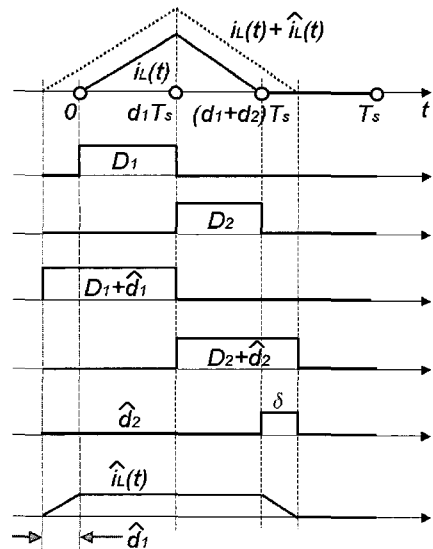


그림 7 LEM 방식의 소신호 특성
Fig. 7 small signal dynamics of LEM

$$\Delta \hat{i}_L = \frac{V_{ON} + V_{OFF}}{L} \hat{d}_1 T_s = \frac{V_{IN}}{L} \hat{d}_1 T_s \quad (3)$$

여기서, V_{ON} 및 V_{OFF} 는 주 스위치 및 다이오드 도통 구간에서 인덕터에 걸리는 양의 전압으로서, 벽 컨버터인 경우, $V_{ON} = V_{IN} - V_o$, $V_{OFF} = V_o$ 를 나타낸다. $t \geq D_2 T_s$ 구간에서, $\Delta \hat{i}_L = 0$ 을 유지함으로, 식 (3)을 이용하여, 인덕터 전류 소신호 응답(\hat{i}_L)의 라플라스 변환 식을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{I}_L(s) &= \int_0^\infty \hat{i}_L(t)e^{-st} dt \\ &= \int_0^{D_1 T_s} \Delta \hat{i}_L e^{-st} dt \\ &= \frac{1 - e^{-sD_1 T_s}}{s} \frac{V_{ON} + V_{OFF}}{L} \hat{D}_1(s) \end{aligned} \quad (4)$$

Pade 근사 공식 [$e^{-x} \approx (2-x)/(2+x)$]을 이용하여, 식 (4)를 정리하면, TEM 제어 방식의 인덕터 전류 소신호 응답(impulse response) 특성을 구할 수 있다.

$$\frac{\hat{I}_L(s)}{\hat{D}_1(s)} = \frac{V_{ON} + V_{OFF}}{L} \cdot \frac{D_1 T_s}{1 + \frac{sD_1 T_s}{2}} \quad (5)$$

LEM 제어 방식에서는, 도통비율 미소 변위(\hat{d}_1) 인가에 따른 인덕터 전류 소신호의 크기는 다음과 같다.

$$\Delta \hat{i}_L = \frac{V_{ON}}{L} \hat{d}_1 T_s = \frac{V_{IN} - V_O}{L} \hat{d}_1 T_s \quad (6)$$

식 (6)를 식 (4) 과정 및 Pade 근사 공식을 이용하여 정리하면, LEM 제어 방식의 인덕터 전류 소신호 응답 특성(impulse response)을 구할 수 있다.

$$\frac{\hat{I}_L(s)}{\hat{D}_1(s)} = \frac{V_{ON}}{L} \cdot \frac{(D_1 + D_2) T_s}{1 + \frac{s(D_1 + D_2) T_s}{2}} \quad (7)$$

LEM 제어 방식에서 얻어진 임펄스 응답 특성 식 (7)은 식 (5)와 같이 얻어진 TEM 제어 방식의 응답 특성과 비교할 때, 전달함수의 극점(pole)에서 상이한 결과를 보인다.

전류 불연속 모드로 동작하는 DC-DC 컨버터에서 제어-인덕터 전류(control-to-inductor current)의 전달 함수 극점(pole)은 제어-출력(control-to-output) 전달 함수의 고주파수 극점(2nd high frequency pole)을 나타낸다. 따라서, 전류 불연속모드에서, 일반적인 TEM 및 제안된 LEM 제어 방식의 소신호 응답 특성 차이점은 제어-출력 전달함수 고주파수 극점의 위치이다. 식 (5), (7)으로부터, TEM 방식에서는 $\omega_{p2} = 2F_s/D_1$, LEM 방식에서는 $\omega_{p2} = 2F_s/(D_1 + D_2)$ 에서 고주파수 극점이 존재함을 알 수 있다. 이는 PWM 컨버터에서 인덕터 전류의 임펄스 응답 길이와 정확히 일치한다.

4.2 PWM 스위치 도통비율(Duty ratio) 특성

전류 불연속 모드에서, 기존 TEM 제어방식과 비교할 때, 제안된 LEM 벽 컨버터의 또 다른 소신호 특성 차이점은 주 스위치 미소변위(\hat{d}_1) 인가(perturbation)에 따른 다이오드 도통시간 미소변위(\hat{d}_2) 응답 특성이다. 이는 인덕터 전류의 소신호 응답 특성에 직접적인 영향을 주는 인자이다. 본 장에서는, TEM 및 LEM 제어 방식에 따른, 주 스위치와 다이오드의 도통비율 주파수 응답 특성 차이를 살펴본다.

그림 6의 TEM 방식에서 다이오드 도통시간 미소변위(\hat{d}_2)치의 연장 분(δ)은 다음과 같다.

$$\delta = \left(1 + \frac{V_{ON}}{V_{OFF}}\right) \hat{d}_1 \quad (8)$$

미소변위 \hat{d}_1 인가와 동시에, \hat{d}_2 는 $-\hat{d}_1$ 만큼 감소하고, $D_2 T_s$ 시간 지연 후, 연장 분(δ)만큼 증가한다.

$$\hat{d}_2 = -\hat{d}_1 + \delta \cdot u(t - D_2 T_s) \quad (9)$$

여기서, $u(t - D_2 T_s)$ 는 단위계단(unit step) 함수이다. 식 (8), (9)를 라플라스 변환 한 후, Pade 근사 공식을 이용하여 정리하면, 다음과 같은 미소변위(\hat{d}_2)의 응답 특성을 얻을 수 있다.

$$\frac{\hat{D}_2(s)}{\hat{D}_1(s)} = -1 + \left(1 + \frac{V_{ON}}{V_{OFF}}\right) \cdot \frac{1 - \frac{sD_2 T_s}{2}}{1 + \frac{sD_2 T_s}{2}} \quad (10)$$

한편, 그림 7의 LEM 방식에서 다이오드 도통시간 미소변위(\hat{d}_2)치를 구하면,

$$\hat{d}_2 = \delta \cdot u[t - (D_1 + D_2) T_s] \quad (11)$$

여기서, 연장 분(δ)은 $\delta = (V_{ON}/V_{OFF})\hat{d}_1$ 임으로, 식 (11)을 라플라스 변환 후 정리하면, LEM 방식에서의 미소변위(\hat{d}_2) 응답 특성을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\frac{\hat{D}_2(s)}{\hat{D}_1(s)} = \frac{V_{ON}}{V_{OFF}} \cdot \frac{1 - \frac{s(D_1 + D_2) T_s}{2}}{1 + \frac{s(D_1 + D_2) T_s}{2}} \quad (12)$$

식 (10)과 같이 얻어진 TEM 제어 방식의 DC DC 컨버터 별 도통비율 특성을 표 1에 정리하였다.

식 (12)로부터 얻어진 LEM 방식에서의 도통비율 주파수 응답 특성은 s 평면 우반면 영점(unstable zero)과 극점(pole) 주파수가 동일함으로, 이득이 일정함을 알 수 있다. 극점 주파수 또한 제어-인덕터 전류 전달함수의 극점 주파수와 동일하다.

표 1 TEM 제어 방식에서 컨버터 별 도통비율 특성
Table 1 Duty ratio characteristics in TEM control

	dc gain	unstable zero	pole
buck	$\frac{1-M}{M}$	$\frac{2}{D_2 T_s}$	$\frac{2}{D_2 T_s}$
boost	$\frac{1}{M-1}$	$\frac{2}{D_2 T_s} \cdot \frac{1}{2M-1}$	$\frac{2}{D_2 T_s}$
buck-boost	$\frac{1}{M}$	$\frac{2}{D_2 T_s} \cdot \frac{1}{2M+1}$	$\frac{2}{D_2 T_s}$

표 1을 이용하여, $D_1 = 0.55$, $D_2 = 0.36$, $F_s = 50kHz$ 인 경우의, 제어 방식에 따른 DC DC 컨버터 별 도통비율 주파수 응답특성 그래프를 그림 8에 도시하였다.

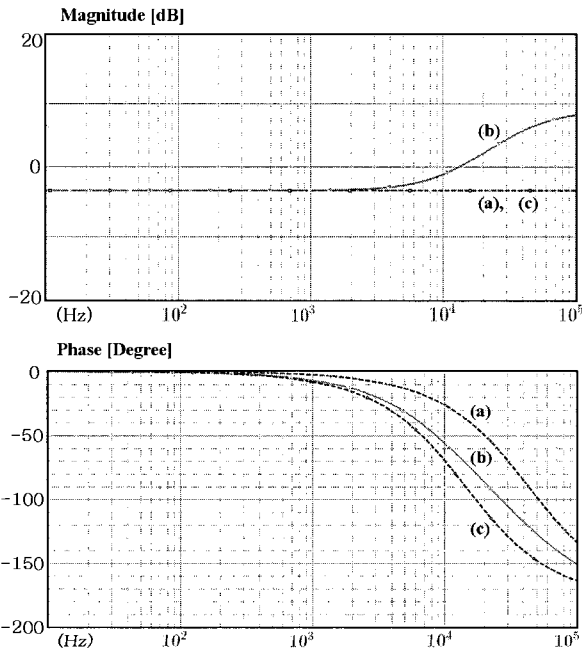


그림 8 도통비율 주파수 응답 특성
Fig. 8 Duty-ratio frequency responses with $D_1 = 0.55$, $D_2 = 0.36$. (a) TEM Buck, (b) TEM boost/buck-boost and (c) LEM buck/boost/buck-boost

TEM 제어 방식의 boost / buck-boost 인 경우, 이득이 영점의 영향으로 고주파수 대역에서 증가하였으나, LEM 방식에서는 일정함을 보여준다. buck인 경우, 이득은 일정하고, TEM 대비 LEM 방식에서 고주파수 대역의 위상이 감소하였다. 이는 극점 주파수가 44kHz에서 18kHz로 감소하였기 때문이다.

4.3 제어-출력 전달함수 특성

TEM 제어 방식에서, 평균 모델(full order averaged model)에 의한 전류 불연속모드 벡 컨버터의 제어-출력 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{D}_1(s)} = \frac{G_{do}}{(1+s/w_{p1})(1+s/w_{p2})} \quad (13)$$

여기서, $G_{do} = \frac{2V_o}{D_1} \cdot \frac{1-M}{2-M}$, $w_{p1} = \frac{1}{RC} \cdot \frac{2-M}{1-M}$, $w_{p2} = \frac{2}{D_2 T_s}$ 를 나타낸다. LEM 방식은 $w_{p2} = \frac{2}{(D_1+D_2)T_s}$ 를 적용하여, $D_1 = 0.55$, $D_2 = 0.36$, $F_s = 50kHz$, $C = 680\mu F$, $R_o = 30\Omega$ 인 경우의 전달함수 주파수 응답 특성을 그림 9에 도시하였다. 낮아진 고주파수 극점의 영향으로, LEM 방식에서 위상이 감소됨을 알 수 있다.

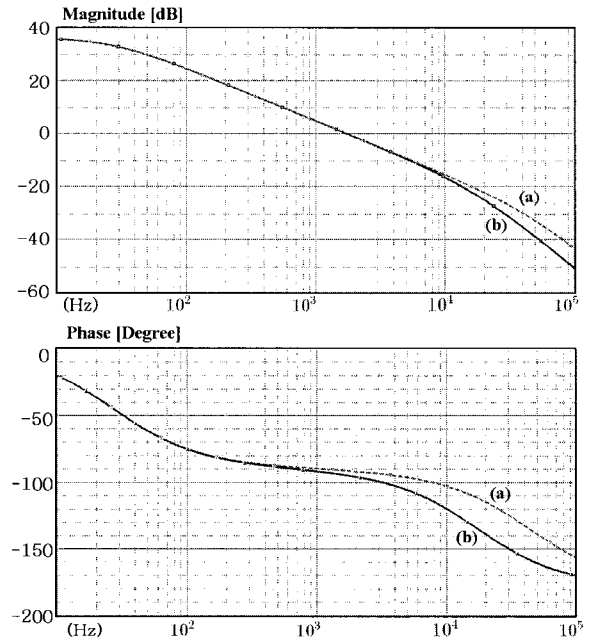


그림 9 제어 출력 전달함수 주파수 응답 특성
Fig. 9 control-to-output frequency responses with $D_1 = 0.55$, $D_2 = 0.36$, $F_s = 50kHz$, $C = 680\mu F$, $R_o = 30\Omega$ (a) TEM Buck, (b) LEM Buck

5. 실험 결과

그림 10과 같이, PDP VA 전원 장치용으로서, LLC 하프브리지 컨버터의 보조 출력부에, 제안된 컨버터를 적용하여 시험 하였으며, 결과는 그림 11과 같다. 부하 증가 시, 주 스위치의 턴 온 지점에서 미소 변위되며, 변압기 권선 전압이 역 전압으로 바뀌면 주 스위치는 자동 차단됨을 확인 할 수 있다. 이는 하프브리지 컨버터와 벽 컨버터의 스위칭 주파수 동기화 가능하다.

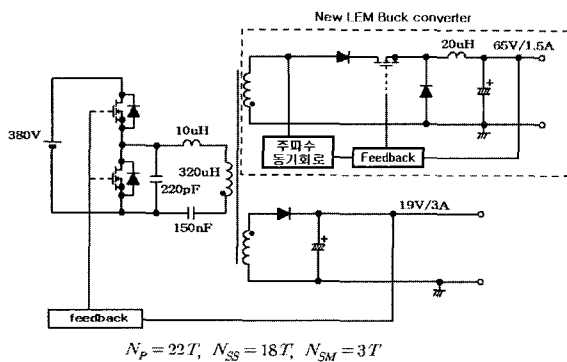
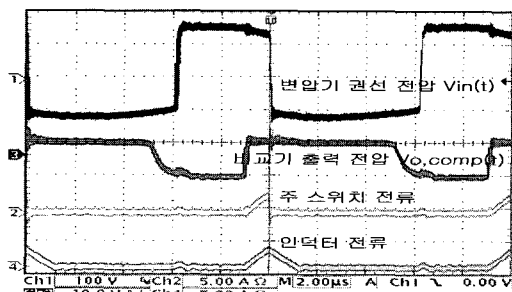
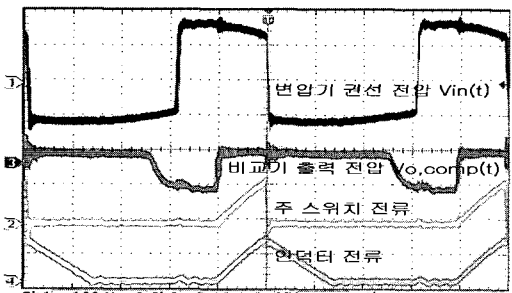


그림 10 시험 회로
Fig. 10 Experimental circuit



(a) Min 부하 특성



(b) Max 부하 특성

그림 11 시험 결과
Fig. 11 Experimental waveform

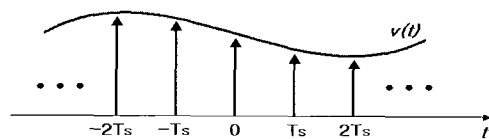
6. 결 론

본 연구는, 단일 변압기를 이용한 다중 출력 전원장치에서 보조 출력부로 사용되는 PWM 컨버터의 LEM 제어 방식에 관한 것이다. 전류 불연속 모드로 동작하는 경우, 기존 TEM 제어 방식과 비교할 때, 고주파 응답 특성(fast dynamics)에서 극명한 차이점을 갖는다. 임펄스 응답(impulse response) 이론을 근거로 수식 전개한 결과, 제어-인덕터 전류 전달 함수의 고주파 극점 주파수가 TEM 제어 방식인 경우 $2F_s/D_2$ 에 존재 하였으나, 제안된 LEM 제어 방식인 경우, $2F_s/(D_1 + D_2)$ 에 존재함을 확인 하였다. 또한, LEM 방식을 이용한 벽 컨버터를 PDP 전원 장치에 적용함으로써, 제안된 방식의 실효성을 검증하였다.

최근, 고효율, 저가의 추세에 따라, 단일 변압기를 이용한 다양한 방식의 다중 출력 컨버터가 제시되고 있다. 이 중 본 논문에서 제안된 PWM 제어 방식은 펄스전압을 직접 DC로 출력 변환 가능하므로, 실효성이 크며, 이에 대한 지속적인 연구가 필요하다.

부 록 1

본 논문에서 유도된 식 (4)의 자세한 유도 과정을 설명한다. 샘플링 주기 T_s 를 갖는 임펄스 열 함수 $v^*(t)$ 의 푸리에 급수(Fourier series) 및 라플라스 변환(Laplace Transform) 식을 구하면 다음과 같다.



$$v^*(t) = v(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \tag{14}$$

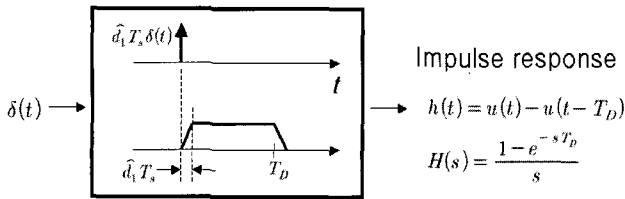
$$= v(t) \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{jk\omega_s t}$$

$$V^*(s) = \int_0^{\infty} v^*(t) e^{-st} dt \tag{15}$$

$$= \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} v(t) e^{-(s-jk\omega_s)t} dt$$

$$= \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} V(s - jk\omega_s)$$

또한, 도통시간 제어 임펄스 전압 $\delta(t)$ 을 시스템 입력으로 가정하면, 시스템 출력 $h(t)$ 은 다음과 같다.



따라서, 입력 신호 $x(t) = \hat{d}_1^*(t)(V_{ON} + V_{OFF})T_s/L$, 응답 $T_D = D_2 T_s$ 및 식 (15)에서 $\hat{D}_1^*(s) = \hat{D}_1(s)/T_s$ 를 적용하여, 시스템 출력인 소 신호 인덕터 전류(i_L)의 라플라스 변환 식을 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{I}_L(s) &= H(s)X(s) \\ &= \frac{1 - e^{-s D_2 T_s}}{s} \frac{V_{ON} + V_{OFF}}{L} \hat{D}_1(s) \end{aligned} \quad (16)$$

상기 유도 과정은, 디지털 PWM 제어기에서 D/A 변환기의 소 신호 모델링(Sampling-Data-Modeling)과정과 유사하다.

참 고 문 헌

- [1] Jian Sun, Daniel M. Mitchell, Matthew F. Greuel, Philip T. Krein, Richard M. Bass "Averaged Modeling of PWM Converters Operating in Discontinuous Conduction Mode", IEEE, Trans. on Power Electronics, Vol. 16, No. 4, July, 2001, pp. 482~492.
- [2] D. Maksimovic. "Computer-Aided Small-Signal Analysis Based on Impulse Response of DC/DC Switching Power Converters", IEEE, Trans. on Power Electronics, Vol. 15, No. 6, November, 2000, pp. 1183~1191.
- [3] J. S. Lee, H. I. Son, "A Study on the multi-resonant characteristics of Half-wave resonant type Multi-output ZVS HB Converter for the Plasma Display Panel", Trans, KIEE Vol 55B, No 6, Jun, 2006, pp. 314~324.
- [4] 정영석, "평균전류모드 제어의 전류응답 예측을 위한 새로운 이산시간 소신호 모델", 전력전자학회 논문지, pp. 219~225. 2005.
- [5] 김만고, "PWM 컨버터에 대한 새로운 이산시간 모델링 및 시뮬레이션 기법", 전력전자학회 논문지, pp. 289~296, 2002..
- [6] 정영석, 강정일, 최현철, 윤명중, "Small Signal Modeling of Current Mode Control", 전력전자학회 논문지, pp. 338~345. 1998.

저 자 소 개



이재삼(李在삼)

1974년 1월 26일생. 2000년 국민대 전자공학과 졸업. 2004년~현재 LG이노텍(주) 파워연구실 선임연구원.



손호인(孫虎仁)

1975년 4월 19일생. 2001년 울산대 제어계측공학과 졸업. 2005년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년~현재 LG이노텍(주) 파워연구실 주임연구원.



조훈희(趙勳熙)

1981년 12월 5일생. 2004년 전남대 전기공학과 졸업. 2006년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2006년~현재 LG이노텍(주) 파워연구실 주임연구원.