

## 디지털 I-PD 위상 쉬프트 제어기를 가진 개선된 영전류 · 영전압 스위칭 공진형 컨버터의 설계

° 김영문\*, 안인모\*, 김해재\*, 신동률\*, 김동완\*\*  
마산대학\*, 동명대학\*\*

### The Design of an Improved ZCZVS Resonant Type Converter by Digital I-PD Phase-shift Controller

° Young-Moon Kim\*, In-Mo Ahn\*, Hae-Jae Kim\*, Dong-Wan, Kim\*, Dong-Ryul Shin\*\*  
Masan College\*, Tongmyong College\*\*

**Abstract** - This paper deal with a design and a constant output power control of Zero Current Zero Voltage Switching(ZCZVS) resonant type DC-DC converter by a digital I-PD phase shift controller. When the DC-DC converter for a high density and a high effect control is operated in high speed switching, the switching loss and switching stress of the switching devices are increased. So, the ZCZVS method, which has the phase shift control with the digital I-PD controller, must be use in order to reduce its. And the constant output power voltage that controlled by the digital I-PD controller tracks a reference without steady state error in variable input voltage. The validity of control strategy that proposed is verified experimental results by the Digital Signal Processor TMS320C32.

### 1. 서 론

지구 환경 파괴의 문제와 유한한 화석에너지원의 문제에 따른 풍력 또는 태양광 발전과 같은 대체에너지의 개발에 의한 직류 안정화 전원장치는 그 전력밀도가 낮다는 단점을 가지고 있으며, 특히 각종 전장기기는 정밀화 · 경량화 추세에 따라 시스템의 안정화에 대한 속응성과 신뢰성이 필수적으로 요구되어 오고 있으며, 고전력 밀도의 직류안정화 전원시스템에 대한 양질의 전원기술이 개발되어 오고 있다. 실용전원에서는 출력단에 큰 용량의 인덕터와 커패시터 등을 삽입하거나 또는, 수동소자로 구성된 클램프 회로를 부가함으로서 리플을 제거하여 안정화된 출력을 얻고 있다. 그러나 이러한 방식은 시스템의 부피가 증가되고, 입력전력 및 부하 가변에 대한 출력전력의 속응성이 떨어지므로 컨버터의 스위칭 주파수를 높이는 고속 스위칭 기법이 요구되나, 시스템의 스위칭 손실과 인덕터 손실 등 전력 손실이 주파수에 비례하여 증대하게 되어 스위칭 소자에 많은 스트레스를 가하게 되므로 스위칭 소자의 오동작이나 손실 등을 초래하게 된다. 따라서, 스위칭 손실과 스위칭 스트레스를 감소시키고 고효율 및 고전력 밀도를 얻을 수 있는 고주파 영전류 · 영전압 스위칭 컨버터의 개발[1-11]이 요구되고 있으며, 이 방법은 고속 스위칭이 가능하므로 컨버터의 용량을 감소시킬 수 있고, 영전류 · 영전압 스위칭을 하므로 단위시간당 전력 전송밀도가 크기 때문에 대전력 응용부분에서 유리하다.

본 논문에서는 공진형 컨버터의 고효율 및 고밀도 전력제어를 위해서 스위칭 소자에 대한 스위칭 손실과 스위칭 스트레스를 줄이고, 가변입력에 대한 정상상태의 오차를 없애기 위해서 개선된 영전류 · 영전압 스위칭을 위한 디지털 I-PD 위상천이 제어기를 설계하여 적용하

고자 한다. 먼저, 공진형 컨버터에 대한 회로분석을 통하여 모드별 소프트 스위칭 동작 특성을 해석한 후 RLC 직렬공진 등가회로로부터 이산시간계 상태방정식을 도출하고, 여기에 디지털 시스템을 적용하여 디지털 I-PD형 제어계를 구성한다. 스텝상의 목표치 추종을 위해서 입력전압의 응답을 빠르게 하면 계는 불안정하게 되고, 이는 출력이 급변할 때 미분제어기가 샘플링의 차로 표현되기 때문에 불완전 미분이 되어 출력이 큰 overshoot와 undershoot를 가지게 된다. 이와 같이 급변하는 error를 막고, 정상상태 오차 없이 추종하도록 하는 디지털 I-PD형 제어기를 구성함으로서 입력전압의 변동에 대해서 편차 없이 지령치에 추종하는 출력전압을 얻고, 또한 고주파 영전류 · 영전압 스위칭을 위해서 디지털 I-PD제어기에 의한 위상천이 제어 방법을 채택함으로서 컨버터의 중량을 줄이고 스위칭 소자의 스트레스가 경감되는 컨버터를 실현하였다.

### 2. 개선된 영전류 · 영전압 스위칭 공진형 컨버터

#### 2.1 시스템의 회로구성

공진형 컨버터는 영전류 · 영전압 스위칭을 위한 스위칭 소자  $S_1 \sim S_4$ 는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)를 사용하며  $C_r$ ,  $L_r$ 은 공진용 리액터 및 커패시터이고,  $C_1 \sim C_4$ 는 IGBT의 기생 커패시티이며,  $R$ 은 저항부하를 나타내고 있다. 또한,  $D_1 \sim D_4$ 는 환류용 및 회생용의 역병렬 다이오드이고,  $D_5 \sim D_8$ 은 전파정류 브리지 다이오드로 사용되고 있으며 그림 1과 같다.

그림 2는 그림 1의 공진형 컨버터를 영전압 · 영전류 스위칭을 하기 위한 위상천이 제어 방법으로서 그림 2(a)는 위상차  $\phi = 0^\circ$  때의  $S_1$ ,  $S_4$  와  $S_2$ ,  $S_3$ 의 게이트 스위칭 파형과 출력전압  $V_{ab}$ 의 파형을 나타내고 있으며, 스위치  $S_1$ ,  $S_4$  와  $S_2$ ,  $S_3$ 는 각각 반주기의 위상차를 나타내고 있다. 이 경우, 출력단자 전압  $V_{ab}$ 는 항상 정 또는 부의 전원전압 ( $\pm V_g$ )으로 나타난다. 그림 2(b)는 그림 2(a)에 비해서 스위칭 각을  $\phi = 90^\circ$  만큼 위상천이 사킨  $S_1$ ,  $S_4$  와  $S_2$ ,  $S_3$ 의 스위칭 파형과 출력전압  $V_{ab}$ 의 파형을 나타내고 있으며, 그림 2(a)와 그림 2(b)의 스위칭 패턴에서 보는 것처럼 위상천이 각  $\phi$ 의 변화에 의해서 출력전압  $V_{ab}$ 를 제어하므로서 영전압 · 영전류 스위칭을 할 수 있다.

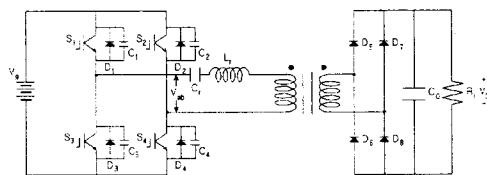


그림 1 영전류·영전압 스위칭 공진형 컨버터  
Fig. 1 ZCS · ZVS resonant type converter

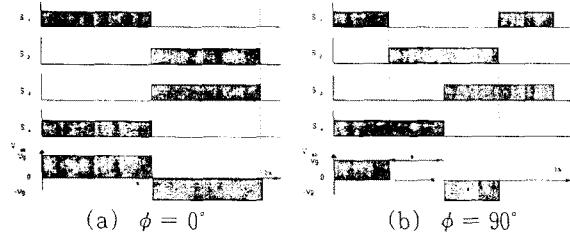
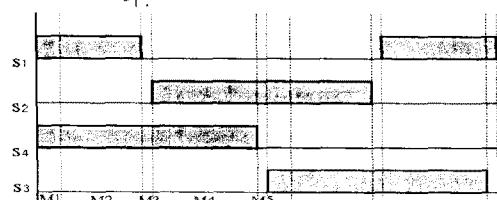


그림 2 게이트 스위칭에 의한  $V_{ab}$ 의 파형 특성  
Fig. 2 Waveforms of  $V_{ab}$  by gate switching

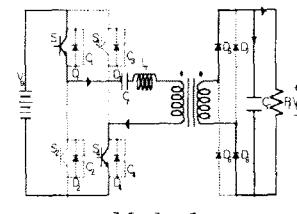
## 2.2 모드분류에 의한 영전류·영전압 스위칭 동작특성

그림 3은 그림 1의 컨버터를 영전류·영전압 스위칭을 하기 위해서 위상차이 제어한 때의  $S_1 \sim S_4$ 의 게이트신호의 타이밍 시퀀스와 모드의 관계를 나타내고 있으며, 동작 특성은 회로의 대칭성을 가지므로 반주기의 동작모드에 대해서만 고려하여 모드별로 분류하면 다음과 같은 동작특성은 얻을 수 있다.

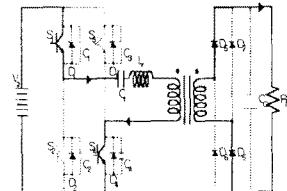
- 1) Mode 1 :  $S_4$ 는 전류가 영인 상태이므로 영전류 스위칭 턴-온한다.
- 2) Mode 2 :  $S_1$ 과  $S_4$ 는 도통상태이고,  $C_r$ 에 입력전압  $V_g$ 가 충전된다. 그러므로  $S_1$ 의 컬렉터와 에미트 단자사이의 전위차가 영으로 되어  $S_1$ 의 영전압 스위칭 턴-오프의 조건을 가진다.
- 3) Mode 3 :  $S_1$ 이 영전압 스위칭 턴-오프하고,  $C_1$ 과  $C_r$ 에 충전된 전압이 DC-DC 컨버터의 출력전압으로 회로에 공급되어  $C_2$ 가 충전이 되므로서  $S_2$ 의 컬렉터와 에미트 양단에는 전위차가 영으로 되어서  $S_2$ 가 영전압 스위칭 턴-온의 조건을 충족시킨다.
- 4) Mode 4 :  $S_2$ 가 영전압 스위칭 턴-온하며,  $S_2$ 와  $S_4$ 를 통하여  $C_r$ 의 충전분을 방전한다.  $C_r$ 의 모든 방전이 이루어지면,  $S_4$ 에는 전류가 흐르지 않게 되어,  $S_4$ 가 영전류 스위칭을 할 수 있는 조건을 충족시킨다.
- 5) Mode 5 :  $S_4$ 가 영전류 스위칭을 하고,  $C_r$ 의 방전이 모두 완료된 상태이며, 출력단에는  $C_o$ 의 충전분이 부하를 통하여 방전된다.



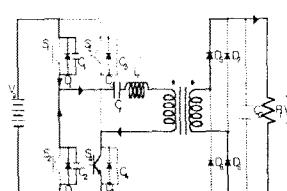
(a) Gate pulse timing sequence and mode



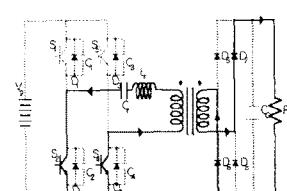
Mode 1



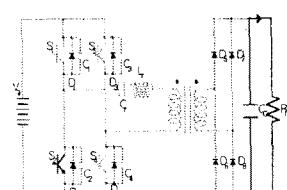
Mode 2



Mode 3



Mode 4



Mode 5

(b) Each mode for half period  
Fig. 3 Each mode by gate pulse

그림 3 게이트 펄스에 의한 모드

Fig. 3 Each mode by gate pulse

## 2.3 직렬 공진 등가회로의 모델링

경량의 컨버터는 고속 스위칭이 필수적이고, 스위칭 패턴 제어를 하기 위한 디지털 제어시스템은 이산시간계 모델링에 의하여 안정화 되도록 하기 위해서 그림 1의 공진형 컨버터의 회로로부터 그림 4와 같은 RLC 직렬 공진 등가회로를 구할 수 있다.

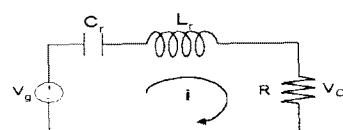


그림 4 공진형 FB DC-DC 컨버터의 RLC 등가회로  
Fig. 4 RLC equivalent circuit of resonant type FB DC-DC converter

그림 4의 RLC 직렬공진 등가회로로부터 연속시간계 상태공간 모델과 연속 2차계 모델은 감쇠계수  $\zeta$  및 고유 주파수  $\omega_n$ 에 의해서 식(1)과 같이 표현되어 진다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\xi\omega_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(t) \quad (1)$$

$$y(t) = [\omega_n^2 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

연속 2차계모델의 제1주기 째의 오버슈트와 정상치의 비  $X_0$ 는 식(2)와 같다.

$$X_0 = \frac{(V_{peak} - V_{st})}{V_{st}} \quad (2)$$

또한, 감쇠계수 및 고유주파수는 식(3)과 같다.

$$\zeta = \frac{(-\ln X_0)}{\sqrt{(-\ln X_0)^2 + \pi^2}} \quad (3)$$

여기서,  $V_{peak}$ 는 제1주기 째의 피크치,  $V_{st}$ 는 정상치이다. 식(1)을 다시 연속시간계와 이산시간계의 상태방정식으로 변환하면 식(4), 식(5)와 같다.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} x(n+1) &= Px(n) + Qu(n) \\ y(n) &= Cx(n) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서,  $P, Q$ 는 연속시간계의 모델로부터 식(6)과 같이 구할수 있다.

$$P = e^{A,T} = L^{-1}[(sI - A)^{-1}] \quad (6)$$

$$Q = \int_0^T e^{A,T} d\tau B$$

따라서, 연속 2차계 모델의 계수행렬  $A, B$ 는 식(7) 및 식(8)과 같이 이산계의 계수행렬  $P, Q$ 로 변환된다.

$$P = e^{-\sigma T} \begin{bmatrix} \frac{a}{\omega_0} \sin \omega_0 T + \cos \omega_0 T & \frac{1}{\omega_0} \sin \omega_0 T \\ -\frac{\omega_n^2}{\omega_0} \sin \omega_0 T & -\frac{a}{\omega_0} \sin \omega_0 T + \cos \omega_0 T \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$Q = \begin{bmatrix} \frac{\omega_n^2}{\omega_0(a^2 + \omega_0^2)} (\omega_0 - e^{-\sigma T}(\sin \omega_0 T + \omega_0 \cos \omega_0 T)) \\ -\frac{1}{\omega_0} e^{-\sigma T} \sin \omega_0 T \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서,  $C$ 는 연속계 모델과 동일하므로 식(9)와 같이 표현되어 진다.

$$C = [\omega_n^2 \ 0] \quad (9)$$

단,  $\omega_0 = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$ ,  $a = \zeta \omega_n$  이다.

### 2.3 디지털 I-PD제어기

제어대상인 영전류·영전압 스위칭 공진형 컨버터의 입력전압이 변동하는 경우, 이론적으로 오차를 0으로 접근시킴으로 피드백 제어계의 응답특성에 대한 속응성을 갖게 하고, 입력전압의 변동을 억제할 수 있다. 그러나, 응답이 빠르게 되면 계가 불안정하게 되고 실제로 안정한 출력을 얻기 힘들게 된다. 이는 출력이 급변할 때 미분제어기가 샘플링의 차로써 표현되기 때문에 불완

전 미분이 되어 출력에 큰 undershoot 및 overshoot 가 나타나기 때문이다. 이와 같이 급변하는 error를 막기 위해서 비례 선행형 디지털 I-PD형 제어기를 설계하면 식(11)과 그림 5로 표현할 수 있다.

$$U(z) = K_p \left[ \left( \frac{1}{T_I} \cdot \frac{Z}{Z-1} \right) E(z) - (1 + T_D \cdot \frac{Z-1}{Z}) \left( \frac{1}{\omega_n^2} \right) \right] \quad (11)$$

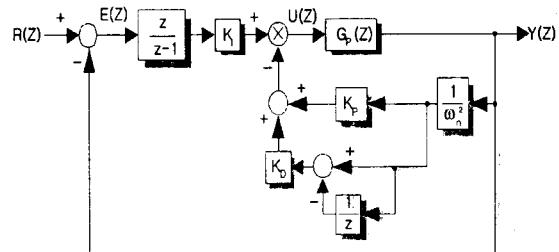


그림 5 디지털 I-PD 제어기  
Fig. 5 Digital I-PD controller

그림 5에서 제안한 디지털 I-PD형 제어기를 공진형 컨버터 시스템에 적용하고, 실제상의 보상을 위해서는 출력전압 정상치의 관계에 따른 제어입력  $u(z)$ 을 위상천이 각  $\phi(z)$ 로 변환할 필요가 있다. 그리고, 컨버터의 입력전압은 기동시의 전압강화와 전과정류에 기인하는 정상리플을 포함하기 때문에, 제어입력  $u(z)$ 와 위상천이 각  $\phi(z)$ 의 변환식을 식(12)와 같이 나타내고 동작입출력 특성을 보정한다.

$$\phi(z) = \frac{1}{\pi} \cdot \cos^{-1} \frac{u(z)}{u_{peak}} \quad (12)$$

여기서,  $u_{peak}$ 는 출력전압 피크치를 의미한다.

### 3. 실험 결과 및 검토

본 논문에서 제안한 제어이론을 검증하기 위해서 디지털 PI 위상천이 제어기를 부가하였을 때와 디지털 I-PD제어기를 부가하였을 때를 비교하여 실측을 통하여 검증하였으며, 전체 제어기 회로구성은 그림 6과 같고, 파라메타는 표 1에 나타내고 있다.

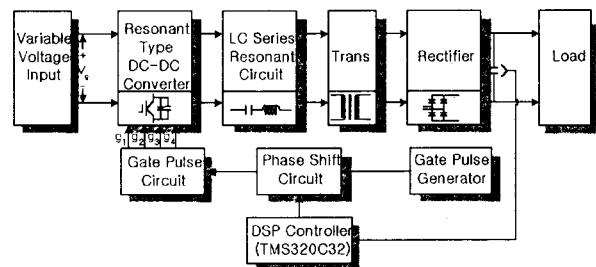


그림 6 영전류·영전압 스위칭 공진형 컨버터의 제어계  
Fig. 6 The control system of ZCS-ZVS resonant converter

표 1 공진형 컨버터의 파라메타

Table 1 Parameters of resonant type converter

공진용 인덕턴스 ( $L_r$ )	$71[\mu H]$
공진용 커파시턴스 ( $C_r$ )	$4[\mu F]$
트랜스 권수비 ( $N$ )	1
평활용 커파시턴스 ( $C_o$ )	$80[\mu F]$
부하저항 ( $R$ )	$3.4[\Omega]$
스위칭 주파수 ( $f_s$ )	$10[kHz]$

그림 7은 PI 제어기를 부가한 위상천이 영전류·영전압 스위칭 공진형 컨버터의 각부의 실측 파형을 나타내고 있다. 그림 7(a)의 파형 ①은 가변 입력전압을 나타내고 있고, 출력전압은 파형 ②로 나타내고 있으며 10[ms]에서 입력전압을 35[V]에서 45[V]로 승압하였다. 과도특성은 약 53[V]의 overshoot를 보이고 있으며, 10[ms] 이후 지령치인 35[V]로 수렴하는데 필요한 정정시간은 시간은 약 2.3[ms]가 소요되고 있다. 그림 7(b)는 변압기 1차측의 전류파형으로 과도특성이 불량하며, 10[ms] 시점의 입력전압의 변동에 대해서 약 12[A]의 일정한 전류출력을 수렴하기까지 2.3[ms] 정도의 정정시간이 요구됨을 알 수 있으며, 그림 7(c)는 그림 7(b)의 영역 I에서  $S_1$ 과  $S_4$ 의 게이트 펄스파형을 확대하여 나타내고 있으며, 10[ms] 이후 위상천이 가서서히 시작되고 있음을 알 수 있다. 그리고 그림 7(d)는 10[ms]에서 입력전압을 35[V]에서 45[V]로 승압하였을 때의 파형으로서 파형 ①은 IGBT의 구동드라이브인 EXB841에 의한  $S_1$ 의 스위칭 파형이고, 파형 ②와 파형 ③은 IGBT스위칭 소자  $S_1$ 에 걸리는 전압과 전류의 파형으로서 스위칭 소자에 걸리는 스위칭 손실이 많이 발생하고 있는 것을 알 수가 있다.

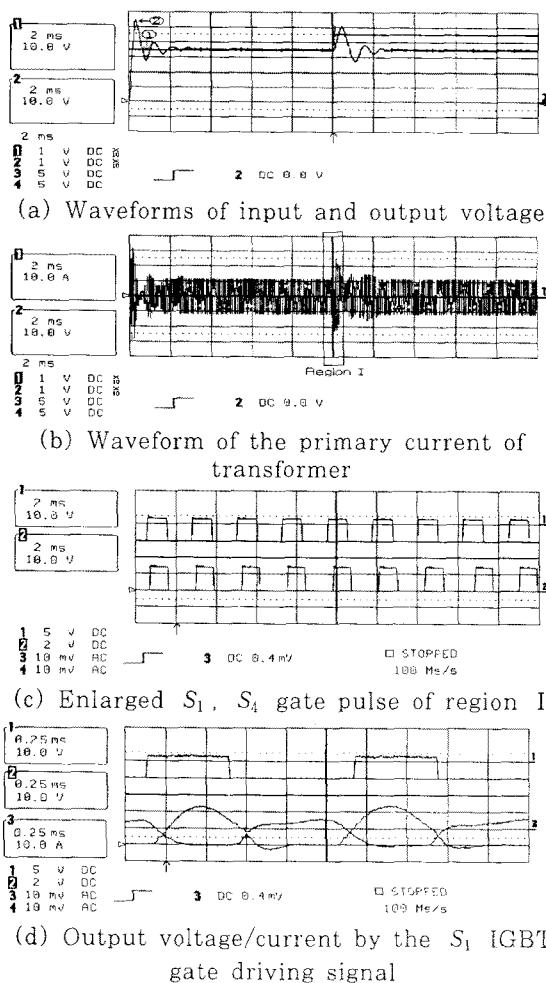
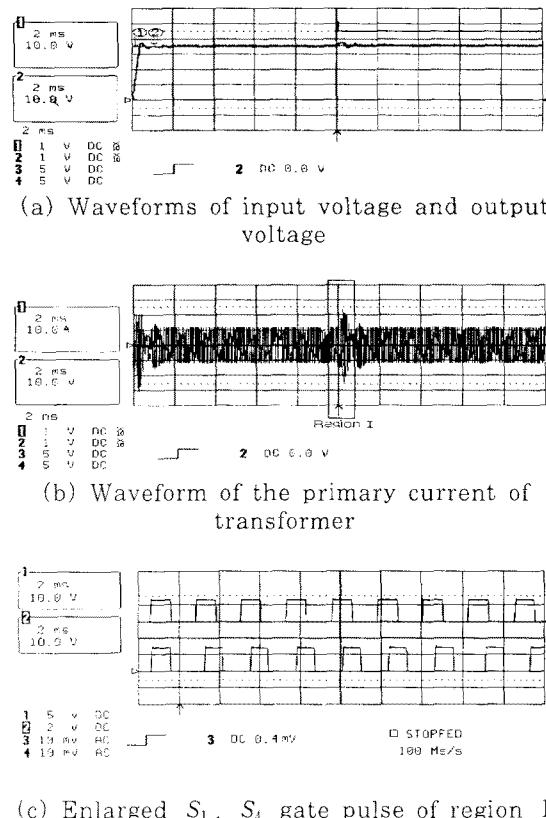
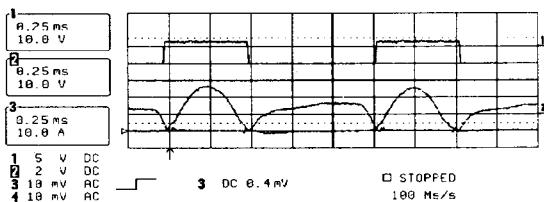


그림 7 PI제어기를 가진 영전류·영전압 스위칭 공진형 컨버터의 파형

Fig. 7 Waveforms of ZCS-ZVS resonant type converter with PI controller

그림 8은 제안된 제어기를 부가한 위상천이 영전류·영전압 스위칭 공진형 컨버터의 각부의 실측 파형을 나타내고 있다. 그림 8(a)의 파형 ①은 가변 입력전압의 파형을 나타내고 있으며, 출력전압은 파형 ②로 나타내고 있으며, 10[ms]에서 입력전압을 35[V]에서 45[V]로 변압시킬 때 overshoot가 PI 제어기를 사용하였을 때보다 약 85%의 감소를 나타내고 있으며, 10[ms] 이후의 정정시간은 0.5[ms] 정도로 PI 제어기를 부가한 경우에 비하여 75% 정도 감소한 것을 보이고 있다. 과도상태 또한 PI제어기를 사용하였을 때 보다 확연히 개선되는 것을 알 수가 있었다. 그림 8(b)의 변압기 1차측의 전류 파형 특성 또한 그림 7(b)의 전류파형에 비해서 입력전압의 변동에 대해서 양호한 특성을 나타내며, 10[ms] 시점의 입력전압의 변동에 대해서 0.5[ms]의 정정시간을 가진 후 12[A]의 일정한 출력전류를 나타내고 있다. 또한 그림 8(c)는 입력전압이 10[ms] 시점에서 35[V]에서 45[V]로 가변되었을 때의 게이트 펄스 확대 파형으로서 PI제어기를 사용하였을 경우보다 빠른 위상천이를 보이고 있다. 그림 8(d)는 10[ms]에서 입력전압을 35[V]에서 45[V]로 승압하였을 때의 파형으로서 파형 ①은 IGBT의 구동드라이브인 EXB841에 의한  $S_1$ 의 스위칭 파형이고, 파형 ②와 파형 ③은 IGBT스위칭 소자  $S_1$ 에 걸리는 전압과 전류의 파형으로 위상천이에 따른 스위칭 소자에 걸리는 스위칭 손실이 그림 7(c)의 전압과 전류의 파형 특성보다 스위칭 손실이 거의 발생하지 않는 것을 실측을 통하여 알 수가 있다.





(d) Output voltage/current by the  $S_1$  IGBT gate driving signal

그림 8 제안한 제어기를 부가한 영전류·영전압 스위칭 공진형 컨버터의 파형

Fig. 8 Waveforms of ZCS-ZVS resonant type converter with proposed controller

#### 4. 결 론

본 논문에서는 직류안정화 전원장치의 중량 감소 및 스위칭 소자의 스트레스 경감과 고효율·고밀도 제어 및 태양광·풍력발전과 같은 대체에너지 사용에 있어서 가변입력에 대한 안정된 출력을 얻기 위해서 고주파수 스위칭 및 개선된 영전압·영전류 스위칭 기법을 가지는 디지털 I-PD 위상천이 제어기법을 공진형 FB DC-DC 컨버터에 제안하였고, 컨버터 제어용 스위칭 소자로서는 Fuji사의 2MBI30L-060 IGBT를 사용하였으며, 게이트 드라이브 구동소자로서 EXB841을 사용하였다. 그리고 다이오드 모듈은 Semikron사의 SKD 30/16 A1을 사용하였고, 제어기는 8CH A/D 및 4CH D/A변환기와 연산부로 구성된 DSP(TMS320C32)를 이용하여 구현하였으며, IGBT내부의 기생 커패시터와 공진용 인덕턴스 및 커패시터 등에 의하여 영전류·영전압 스위칭(ZCS·ZVS) 동작을 하도록 구성하였다. 또한 DG-DC 컨버터에 대해서 기존에는 거의 고려되지 않았던 입력전압의 변동에 대한 안정한 출력에 따른 제어효과와 출력제어의 속응성을 얻기 위해서 제어대상을 이산시간 모델계로 제안하고, 주어진 목표치에 고정도로 추종하는 디지털 I-PD형 제어계를 제안하였으며 출력전압의 겸출로부터 샘플링 주기마다 입력전압의 변동에 대응하는 보정루프에 의해서 순시 제어입력을 구하여 입력전원의 변동에 대해서도 안정한 정출력을 얻도록 하였다. 그리고, 제안한 이론의 타당성을 검증하기 위해서 실측을 통하여 PI 제어기 및 디지털 I-PD 제어기에 의한 위상천이 영전압·영전류 스위칭 방법을 이용한 경우로 나누어 입력전압 변동에 따른 출력전압과 변압기의 1차측 전류 및 게이트 펄스의 파형을 고찰한 결과 디지털 I-PD제어기에 의한 위상천이 영전압·영전류 스위칭 공진형 FB DC-DC 컨버터는 출력단의 인덕터, 커패시터 및 변압기의 용량을 감소시킬 수 있으며, 또한 스위칭 소자의 스위칭 손실을 줄이므로 고효율, 고전력 밀도의 전원을 얻었다.

본 논문에서 제안한 제어기에 의한 ZCS-ZVS FB DC-DC 컨버터는 출력특성에 대한 속응성 및 안정성이 우수하므로 정밀 기기의 전원용으로도 적합하며, 미래의 대체 에너지로 각광받는 태양광발전 등의 입력전압이 일정하지 않는 에너지원에서 일정전압의 출력을 얻기 위한 가변입력 정출력 DC-DC 컨버터로도 활용 가능할 것이다.

#### (참 고 문 헌)

- [1] 道平 雅一, 中岡 瞳雄, 米森 秀登, 舟木 剛, 河崎 善一郎, 松浦 虎士, “新しい高周波トランジンクソフトスイッチングPWMコンバータと開ループ特性” IEE. Japan, vol. 116-D, no. 5, pp. 546-555, 1996.
- [2] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, “Design Considerations for High-Voltage High-Power Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter”, IEEE-APEC, pp. 275-284, 1990.
- [3] C. P. Henze, H. C. Martin, D. W. Parsley, “Zero-Voltage Switching in High Frequency Power Converters Using Pulse Width Modulation”, Proc., IEEE Applied Power Electronics Conf., pp. 33, 1988.
- [4] H. Wei, A. Ioinovici, “DC-DC Zero-Voltage-Transition Converter with PWM Control and Low Stress on Switches”, IEEE-APEC Conf. Rec., pp. 523-529, 1995.
- [5] A. Acik, I. Cadirci, “Active Clamped ZVS Forward Converter with Soft-Switched Synchronous Rectifier for Maximum Efficiency Operation”, IEEE Trans. Power Electronics, PE-13, pp. 1237-1242, september, 1998.
- [6] Eum-Soo Kim, Kee-Yeon Joe, Moon-Ho Kye, Yoon-Ho Kim, Byung-Do Yoon, “An Improved Soft Switching FB DC/DC Converter for Reducing Conduction Losses”, IEEE-PESC Conf. Rec., pp. 651-656, 1996.
- [7] 川崎 直或, 野村 弘, “Boost形およびBuck-Boost形 DC-DC変換器に對する新制御方式”, T. IEE. Japan, vol. 111-D, no. 9, pp. 759-767, 1991.
- [8] F. Chen, X. S. Cai, “Design of Feedback Control Laws for Switching Regulators Based on The Bilinear Large Signal Model”, IEEE Tran. Power Electronics, PE-5, pp. 236-245, 1990.
- [9] 畑中 義博, “高周波リンクDC-DCコンバータのソフトスイッチングの検討”, T. IEE. vol. 112-D, no. 9, pp. 815-822, 1992.
- [10] C. G Ro, D. H. Kim, S. S. Nam, “A Study on Characteristic Analysis and Design of LCC Type High Frequency Resonant DC-DC Converter”, Trans. KIEE, vol. 46, no. 8, pp. 1167-1173, 1997.
- [11] Ju-Won Baek, Jung-Goo Cho, Chang-Yong Jeong, Dong-Wook Yoo, Heung-Geun Kim, “Novel Zero-Voltage and Zero-Current-Switching (ZVZCS) Full Bridge with a Low Output Current Ripple”, Trans. KIEE, vol. 47, no. 10, pp. 1651-1658, 1998.
- [12] Lin SY, Chen CL, “Analysis and Design for RCD Clamped Snubber used in Output Rectifier of Phase-Shift Full-Bridge ZVS Converter”, Publisher IEEE Trans. Industrial Power Electronics, Vol. 45, no. 2, pp. 358-359, 1998.
- [13] Brunoro M, Vieira JLF, “A High-Performance ZVS Full-Bridge DC-DC 0-50-V/0-10-A Power Supply with Phase Shift Control”, IEEE Trans. Industrial Power Electronics, Vol. 14, no. 3, pp. 495-505, 1999.
- [14] J. Hayes, M. Egan, “A Comparative Study of Phase-Shift, Frequency, and Hybrid Control of the Series Resonant Converter Supplying the Electric Vehicle Inductive Charging Interface”, IEEE 14th Applied Power Electronics Conference '99, Vol. 1, pp. 450-457, 1999.
- [15] J. Beirante, B. Borges, S. Valtchev “Design Improvement and Experimental Characterization of the Full Bridge, Phase Shift, Zero Voltage Switched DC/DC Converter with Secondary Clamped Inductor”, Proceeding of the 7th E. C. on Power Electronics, Vol. 42, no.1, pp. 448-453, 1997.