

## A Zero-Voltage-Switching Programmable Power Supply

吳 德 鎮\* · 任 祥 彦\*\* · 金 熙 峻\*\*\*  
(Duk-Jin Oh · Sang-Un Im · Hee-Jun Kim)

**Abstract** - A zero-voltage-switching(ZVS) programmable power supply employing the ZVS active clamp forward converter is suggested. Through the analysis on operation region of the supply, the constant power region and the maximum current limit region are clearly identified. Furthermore, the duty ratio range corresponding to the variation range of the output voltages and the control scheme at the minimum duty ratio region are presented. Finally, in order to verify the validity of the operation for the proposed power supply, experimental evaluation results obtained on an 1kW prototype power supply for the 198~242V<sub>AC</sub> input voltage range(220V<sub>AC</sub>±10%), the 0~25V output voltage range, and the 100kHz switching frequency are presented.

**Key Words** : Programmable Power Supply, ZVS-PWM Converter, Active Clamp, Current Doubler Rectifier

### 1. 서 론

기존의 프로그래머블 전원장치에 폭넓게 이용되어온 선형 파워서플라이는 출력리플전압이 매우 작아서 정밀한 직류전압을 얻을 수 있다는 장점을 갖고 있는 반면 반도체 소자의 선형동작을 이용함으로써 대형·고중량 및 저효율이라는 단점을 내포하게 된다. 이러한 단점을 극복하기 위해 최근 소형·경량 및 고효율의 특징을 갖고 있는 스위치 모드파워서플라이 방식의 회로를 적용한 스위칭 방식의 프로그래머블 전원장치가 연구 개발되고 있다.[1] 이러한 스위칭방식의 프로그래머블 전원장치는 소형·경량 및 고효율이라는 특징뿐만 아니라 출력전압의 가변범위에서 균등한 전력을 출력할 수 있다는 정출력의 특징도 함께 가지고 있다.

그러나 이러한 스위칭방식의 프로그래머블 전원장치에 있어서도 출력전압의 가변범위 내의 저출력 범위에서는 최소 시비율의 구동펄스가 요구되므로 제어방법에 어려움이 수반하게 되고 특히 스위칭 방식이 하드 스위칭인 경우, 스위칭 동작에서 발생하는 손실과 서지 노이즈 등에 의한 EMI 문제로 인하여 스위칭 주파수의 고주파화에는 어떤 한계가 존재하게 된다. 또한 출력전압이 가변 되므로 설계에 있어서도 최악조건에서의 설계해야하므로 전원장치의 소형경량화에 어려움이 있다.

본 논문에서는 이러한 단점을 개선할 수 있는 방법으로서

영전압 스위칭 방식의 프로그래머블 전원장치에 대하여 논의하였다.

회로방식으로는 클램프 스위치와 두 개의 스위치를 이용한 능동클램프 포워드컨버터를 채용하였으며 이 컨버터 출력측에는 리플전류의 저감과 출력전류의 용량을 배가시킬 수 있는 배전류 방식을 택하였다. 또한 최소 시비율의 구동펄스에 대응한 저출력 범위에서의 제어는 주파수 가변제어를 적용하였다.

출력전압 가변범위 0~25V, 입력전압 198~242V<sub>AC</sub>(정격입력전압 220V<sub>AC</sub>의 ±10%), 정격 출력전력 1kW, 스위칭 주파수 100kHz의 영전압 스위칭 능동클램프 포워드 컨버터를 구현하여 실험을 하였으며 이를 통하여 영전압 스위칭 프로그래머블 전원장치의 동작의 타당성을 입증하였다.

### 2. 스위칭 방식 프로그래머블 전원장치의 동작 영역

스위칭방식 프로그래머블 전원장치는 선형방식의 전원장치와 달리 임의의 시비율을 갖는 펄스형태의 스위치 전류에 의해 동작하므로 최대 전류의 범위를 확장시킬 수 있으며 이로 인하여 출력전압의 가변범위에서 균등한 전력을 출력할 수 있는 정출력의 특징을 갖는다.

그림1은 정출력의 특징을 갖는 스위칭 방식 프로그래머블 전원장치의 동작 영역을 나타낸다. 그림으로부터 V<sub>o1</sub>에서 V<sub>o5</sub>까지의 영역이 정출력의 영역으로서 다음과 같이 정의될 수 있다.

$$P_o = V_{o5} I_{o1} = V_{o4} I_{o2} = \dots = V_{o1} I_{o5} \quad (1)$$

한편 0V에서 V<sub>o1</sub>까지의 영역은 최대 전류 I<sub>o5</sub>에 의해 제한

\* 正 會 員 : 漢陽大 電氣工學科 博士課程  
 \*\* 正 會 員 : 현대오토넷(주) A/V·NAVI팀 연구원  
 \*\*\* 正 會 員 : 漢陽大 電子·컴퓨터工學部 教授·工博  
 接受日字 : 2000年 3月 3日  
 最終完了 : 2000年 6月 21日

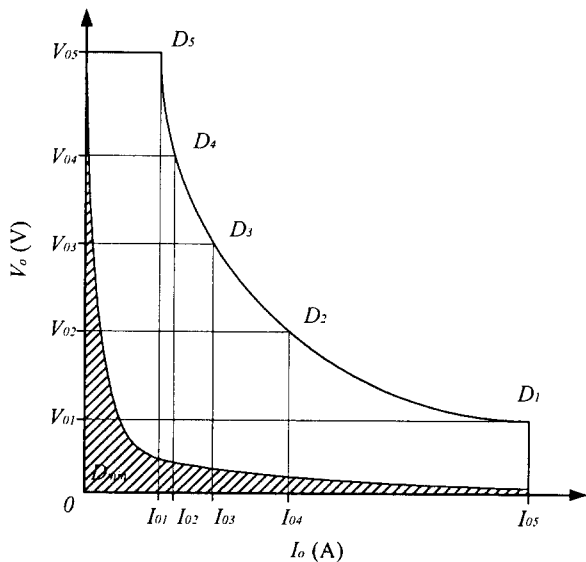


그림 1 스위칭 방식 프로그래머블 전원장치의 동작영역  
 Fig. 1 The operation regions of the switch mode programmable power supply

되는 최대전류제한영역이 된다.

스위칭 방식 프로그래머블 전원장치에 있어서 출력전압의 제어는 고정된 스위칭 주파수하에서 구동펄스의 시비율 가변에 의한 PWM제어를 그 기본으로 하고 있다. 그러나 출력전압의 가변범위가 광범위한 경우에는 그림 1의 음영영역으로 표시되는 저출력의 범위에서 더 이상 시비율을 가변 할 수 없는 최소 시비율  $D_{min}$ 의 영역이 존재하게 된다.

따라서 이 영역에서는 고정주파수에 의한 PWM제어가 불가능하게 되고 다음과 같은 정의 식에 근거하여

$$P_o = V_o I_o = \eta \cdot E_{in} f_s \quad (2)$$

여기서  $\eta$  : 변환효율,  $E_{in}$  : 입력에너지,  $f_s$  : 스위칭 주파수

고정시비율( 최소시비율  $D_{min}$  )하에서 스위칭 주파수를 가변 하는 가변주파수제어를 통하여 출력전압을 제어할 수 있다.

### 3. 영전압 스위칭 프로그래머블 전원장치

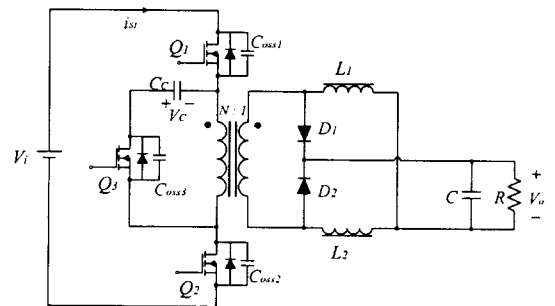
#### 3.1 영전압 스위칭 능동 클램프 파워드 컨버터

영전압 스위칭 프로그래머블 전원장치의 파워 스테이지로 이용한 영전압 스위칭 능동 클램프 파워드 컨버터는 영전압 스위칭에 의하여 고주파 응용이 가능하다는 특징은 물론일 뿐 아니라, 능동클램프회로에 의한 주스위치의 전압 스트레스 저감, 자화에너지의 능동리셋에 의한 시비율 범위의 증가 등 여러 측면에서 장점을 갖는 회로방식 중의 하나이다.[2]~[4]

그림 2는 영전압 스위칭 능동클램프 파워드 컨버터의 회로도 및 주요부분의 이론적 파형을 나타낸다. 그림 2(a)의 회로도에서 주스위치는 오프라인 방식의 전원장치의 응용에 적

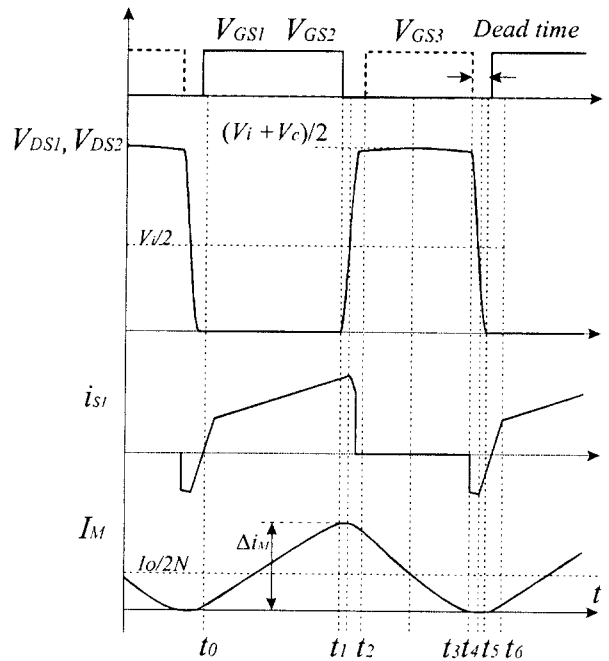
합한 Two-transistor 방식으로  $Q_1$  및  $Q_2$ 의 두 개의 스위치를 사용하고 있으며 각각의 스위치가 전압스트레스를 반분하게 된다.

능동 클램프회로는 스위치  $Q_3$ 와 클램프 커패시터  $C_C$ 로 구성되며, 주스위치의 OFF기간동안  $Q_3$ 를 턴온 시킴으로서 변압기의 1차측 전압을  $C_C$ 의 전압으로 클램프 시키고 자화 에너지를 리셋 시키는 역할을 하게 된다. 변압기의 2차측의 회로는 두 개의 인덕터  $L_1$  및  $L_2$ 를 이용한 배전류방식의 정류회로를 사용함으로써 출력전류의 용량을 배가시킴과 동시에 출력전류의 리플값을 저감시키고 있다.



(a) 회로도

(a) Circuit diagram



(b) 주요부분의 이론적파형

(b) Theoretical waveforms

그림 2 영전압스위칭 능동클램프 파워드 컨버터

Fig. 2 Zero-voltage-switching active clamp forward converter

그림 2(b)의 주요파형은 위로부터 각각 스위치 구동파형, 스위치  $Q_1$  및  $Q_2$ 의 양단의 전압파형( $V_{DS1}$ ,  $V_{DS2}$ ), 입력전류파형( $i_{S1}$ ), 자화전류파형( $I_M$ )을 나타낸다.

$t=t_1$ 의 시점에서  $Q_1$  및  $Q_2$ 가 턴오프 되면 입력전류  $i_{S1}$ 에 의해 두 스위치의 기생용량  $C_{oss1}$  및  $C_{oss2}$ 가 충전되면서 스

위치전압  $V_{DS1}(V_{DS2})$ 은 상승하게 된다.  $t=t_2$ 의 시점에서 보조 스위치  $Q_3$ 가 턴온되면서  $V_{DS1}(V_{DS2})$ 은  $C_c$ 의 전압  $V_c$ 와 입력 전압  $V_i$ 의 합인  $(V_i+V_c)/2$ 의 값으로 클램프된다.  $t=t_3$ 에서  $Q_3$ 가 턴오프 되면 스위치 기생용량에 충전 됐던 전하는 기생 용량과 자화인덕턴스 및 누설 인덕턴스 간의 공진에 의하여 방전되면서 입력전류를 형성하고  $V_{DS1}(V_{DS2})$ 는 감소하기 시작한다.  $t=t_5$  시점에서 방전이 끝나면서  $V_{DS1}(V_{DS2})$ 은 영 전압이 되고 누설인덕턴스를 흐르던 전류는 흐름을 계속유지하려 하므로 전류의 경로가 스위치의 역병렬다이오드로 바뀌면서 스위치 양단은 영전압( $t_5 \sim t_6$ )을 유지한다. 이 기간동안 스위치  $Q_1$  및  $Q_2$ 를 턴온시킴으로써 영전압 스위칭이 이루어지게 된다.

그림 2로부터  $t_4 \sim t_5$ 의 공진 기간동안  $V_{DS1}$ 의 표현식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.[2], [5]

$$V_{DS1} = \frac{1}{2} \{ V_i - V_r \sin \omega_r (t - t_4) \} \quad (3)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_r = Z_r \frac{I_o}{2N}, \quad Z_r = \sqrt{\frac{L_{lk}}{C_{eq}}} \\ \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{lk} C_{eq}}} \\ C_{eq} = \frac{C_{oss1} \cdot C_{oss2}}{C_{oss1} + C_{oss2}} + C_{oss3} \\ L_{lk} = L_{lk1} + N^2 \cdot L_{lk2} \\ L_{lk1}, L_{lk2}: \text{변압기누설인덕턴스} \\ \omega_r: \text{공진각주파수}, Z_r: \text{특성임피던스} \end{array} \right.$$

따라서 영전압 스위칭의 조건은 식(3)으로부터

$$V_i \leq V_r \quad (4)$$

이 됨을 알 수 있다.

### 3.2 프로그래머블 전원장치

그림 2의 영전압 스위칭 능동클램프 포워드 컨버터의 입출력 전압비는 근사적으로 통상의 포워드컨버터의 그것과 동일하다고 볼 수 있으며 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{N} \quad (5)$$

출력전압의 가변범위에 있어서  $V_o$ 의 최대치를  $V_{OH}$ , 최소치를  $V_{OL}$ 이라고 가정했을 때 이에 대응하는 시비율은 식(5)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$D_H = \frac{V_{OH}}{V_{imin}} N, \quad D_L = \frac{V_{OL}}{V_{imin}} N \quad (6)$$

따라서 영전압 스위칭 클램프포워드 컨버터를 이용한 프로그래머블 전원장치에 있어서 출력전압의 제어범위에 대응한

스위치의 도통 시비율의 범위는 식(6)으로 주어지는  $D_L$ 에서부터  $D_H$ 까지 임을 알 수 있다. 또한 보조스위치  $Q_3$ 의 도통 시비율  $D_3$ 는 그림 2(b)로부터

$$D_3 < 1 - D_H \quad (7)$$

의 범위에 있어야 하며, 이식에 식(6)을 대입하면 최종적인  $D_3$ 의 범위는

$$D_3 < \frac{V_{imin} - V_{OH}}{V_{imin}} N \quad (8)$$

로 구할 수 있다.

프로그래머블 전원장치에 있어서 출력전압의 제어는 그림 1의 결과를 통하여 언급한 바와 같이 기본적으로 고정주파수에 의한 PWM제어를 통하여 수행한다. 그러나 도통 시비율이 더 이상 감소하지 않는  $D_{min}$ 의 영역에 있어서 출력전압의 제어는 가변주파수제어에 의하여 수행할 수 있다. 또한 여기에 추가하여 프로그래머블 전원장치의 신뢰성을 위하여 과전압, 과전력(과전류)의 상태에서부터 전원장치를 보호할 수 있는 보호회로가 필요하게 되는데, 출력전압 제어를 포함하여 보호회로의 영역을 정리하여 나타내면 그림 3과 같다.

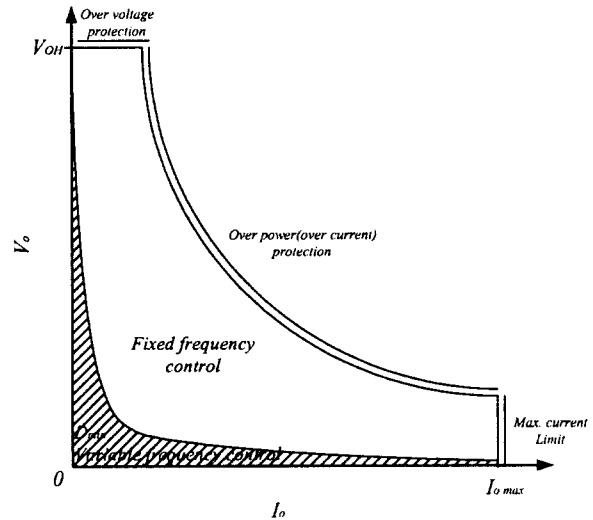


그림 3 출력전압 제어 및 보호회로 동작영역  
Fig. 3 The operation region of output voltage control and protection circuits

그림 4는 실험을 위하여 최종적으로 구현한 영전압 스위칭 프로그래머블 전원장치의 전체 블록도를 나타낸다. 파워스테이지로는 영전압 스위칭 능동클램프 포워드 컨버터를 이용하고 있으며 출력전압의 제어는 전압제어증폭기, 주제어회로, 발진회로, 전류검출기(Current Transformer)로 구성된 회로에 의해 피크전류제어 모드 방식으로 이루어진다. 여기서 발진회로부에는 저출력의  $D_{min}$ 영역에서 가변 주파수 제어를 위한 VCO(Voltage Controlled Oscillator)회로도 포함되어 있다. 주 제어회로에는 과전압, 과전력(과전류)으로부터 전원장치를

보호하는 보호회로가 포함되어 있다. 한편 Hall CT와 전류제어 증폭기는 최대 전류제한을 위해 부가하고 있다.

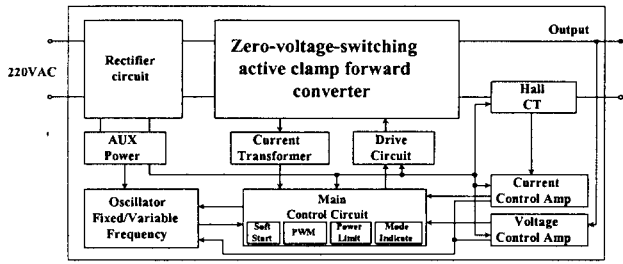


그림 4 영전압 스위칭 프로그래머블 전원장치의 블록도  
Fig. 4 Block diagram of zero-voltage-switching programmable power supply

출력전압제어는 다음과 같은 과정으로 이루어진다. 출력전압은 전압제어 증폭기(오차증폭기)에서 기준전압과 비교되어 그 오차가 증폭되고 이 증폭된 오차는 주제어회로의 PWM부에 있는 비교기에서, 전류검출기(Current Transformer)에 의해 검출된 입력전류의 피크치와 비교되어 PWM부에 있는 래치회로를 통하여 적절한 스위치 구동펄스의 도통비율을 정해줌으로써 출력전압의 오차를 상쇄하는 방법으로 출력전압이 제어된다. 이때 발진회로는 클럭펄스를 발생시켜 스위치 구동에 있어서 턴 온의 시점과 스위칭 주파수를 결정하는 역할을 한다.

표 1 영전압 스위칭 프로그래머블 전원장치 설계사양 및 파라미터

Table 1 Design specification and parameters in zero-voltage-switching programmable power supply

설계사양		설계 파라미터		
파워스테이지 토폴로지	영전압스위칭 능동클램프 포워드 컨버터	주스위치 $Q_1, Q_2$	IRFP 460	
입력전압	198~242V <sub>AC</sub>	보조스위치 $Q_3$	IRFC 50	
정격 가변 출력전압	0 ~ 25V	다이오드 $D_1, D_2$	63CNQ 100	
정격 출력전류	0 ~ 50A	변압기	코어	PQ5050
			권수비	24(N <sub>p</sub> ) : 5(N <sub>s</sub> )
정격 출력전력	1,000W	변압기 1차측 자화인덕턴스	170 μH	
스위칭 주파수	100 kHz	인덕터 코어	A-254168-2 (MPP)	
최대 출력 전압제한	30V	인덕턴스 L	180 μH	
최대 출력 전력제한	1,200W	클램프 커패시턴스 C <sub>C</sub>	200 nF	
최대 출력 전류제한	70A	출력필터커패시턴스 C	4400 μF	

과전압 보호의 동작은 과전압이 발생했을 때 이를 검출하여 보조전원에서 공급되는 전원을 차단시키는 방법으로 이루어지며, 과전력 보호의 동작은 전압제어증폭기를 통하여 과전력을 검출하고 비교기와 전압제어증폭기를 분리시켜서 시비율을 제한함으로써 이루어진다. 또한 최대전류제한의 동작은 Hall CT를 통하여 최대전류를 검출하고 이를 전류제어증폭기를 통하여 비교기와 전류제어 증폭기를 분리시켜서 시비율을 제한함으로써 이루어진다.

#### 4. 실험결과 및 고찰

본 연구에서 제안한 영전압 스위칭 프로그래머블 전원장치의 동작의 타당성을 입증하기 위하여 스위칭 주파수 100 kHz, 정격출력 1 kW의 전원장치를 구현하여 실험을 수행하였다. 실험에서 사용된 설계사양 및 파라미터는 표 1에 정리하여 나타냈다.

그림 5, 6 및 7은 영전압 스위칭 프로그래머블 전원장치의 대표적인 실험 파형을 나타내고 있다.

그림 5는 출력조건이 25V, 40A 인 경우 주스위치 양단의 전압  $V_{DS1}$  및 스위치 전류  $i_{S1}$ 의 파형을 나타낸다. 능동 클램프 회로에 의해 전압 스트레스는 약 220V로 클램핑되고 있으며 영전압 스위칭 동작이 이루어지고 있음을 확인할 수 있다.

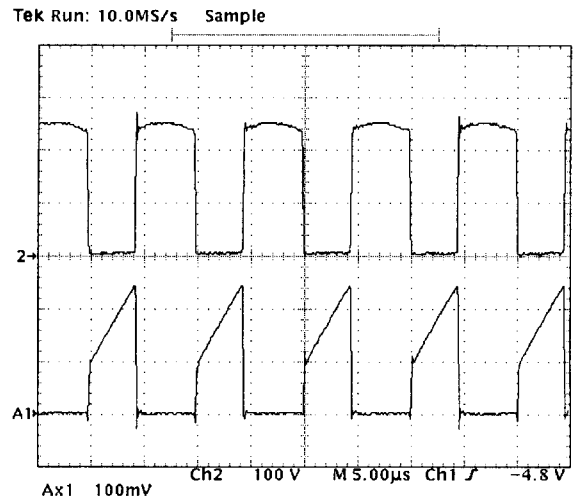


그림 5 주스위치 양단전압  $V_{DS1}$ (위) 및 전류  $i_{S1}$ (아래)파형 (100V/DIV, 5A/DIV)

Fig. 5 The main switch voltage waveform,  $V_{DS1}$ (above) and current waveform,  $i_{S1}$ (below) (100V/DIV, 5A/DIV)

그림 6은 출력조건이 1V, 5A 인 경우  $V_{DS1}$  및  $i_{S1}$ 의 파형을 나타낸다. 이로부터  $D_{min}$ 의 저출력 영역에서 동작하고 있음을 알 수 있으며 이때 출력전압의 제어는 가변 주파수제어에 의해 이루어진다. 이 경우 스위칭 주파수는 11kHz를 나타내고 있다.

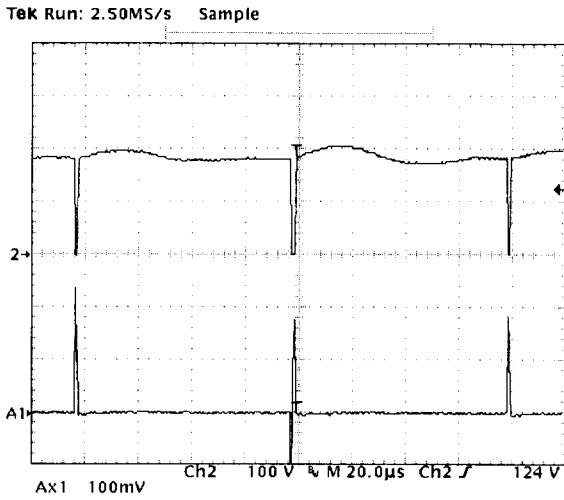


그림 6 주스위치 양단의 전압  $V_{DS1}$ (위) 및 전류  $i_{S1}$ (아래) 파형 (100V/DIV, 0.5A/DIV)  
 Fig. 6 The main switch voltage waveform,  $V_{DS1}$  (above) and current waveform,  $i_{S1}$  (below) (100V/DIV, 0.5A/DIV)

그림 7은 두 인덕터 전류의 리플 파형을 나타내고 있으며 이 파형으로부터 리플전류는  $180^\circ$ 의 위상차를 나타내고 있음을 알 수 있다. 전원장치의 출력전류는 이 두 인덕터 전류의 합으로 구성되므로 이 두 리플전류의 상쇄효과에 의해 출력전류의 리플값이 대폭 감소되는 배전류 회로 방식의 특징을 확인 할 수 있다.

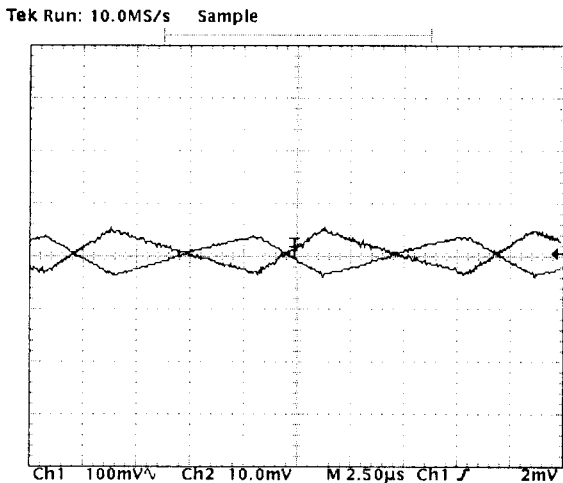


그림 7 두 인덕터( $L_1$ ,  $L_2$ ) 전류의 리플파형 (1A/DIV, 1A/DIV)  
 Fig. 7 Ripple current waveforms at the two inductors,  $L_1$  and  $L_2$  (1A/DIV, 1A/DIV)

그림 8은 Load Regulation의 실험결과를 나타낸다. 출력전압이 25V 인 경우 레귤레이션 오차는 0.088%로 측정되었으며, 1V 인 경우는 0.26%로 측정되었다. 그림 9는 효율의 측

정결과를 나타낸다. 최대효율은 출력조건이 25V, 15A 일 때 93.7%로 측정되었다. 그림 10은 본 실험에서 측정된 동작영역을 나타내는 결과이다. 이 결과로부터 최대 출력전압 제한 30V, 최대출력전류 제한 70A, 최대출력전력 제한 1.2kW의 설계사양에 잘 부합하고 있음을 확인 할 수 있다. 그림 11은 출력전력과 스위칭 주파수의 관계를 나타 낸 결과이다. 이 결과로부터 가변 주파수에 의하여 출력전압이 제어되는  $D_{min}$ 의 영역은 60W 이하의 영역임을 알 수 있다.

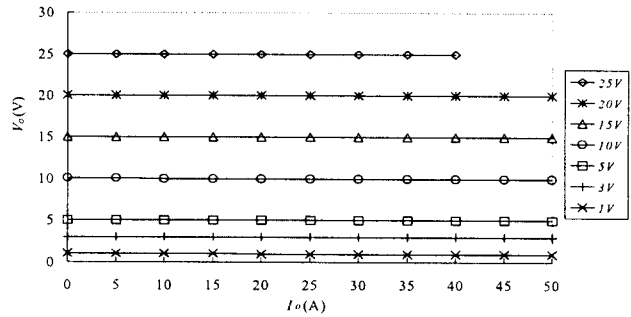


그림 8 부하특성  
 Fig. 8 Load regulation

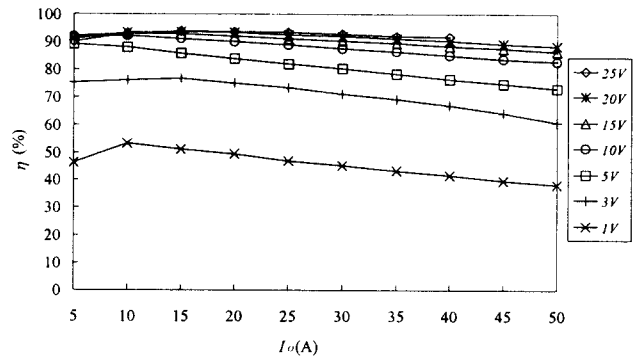


그림 9 측정효율  
 Fig. 9 Measured efficiencies

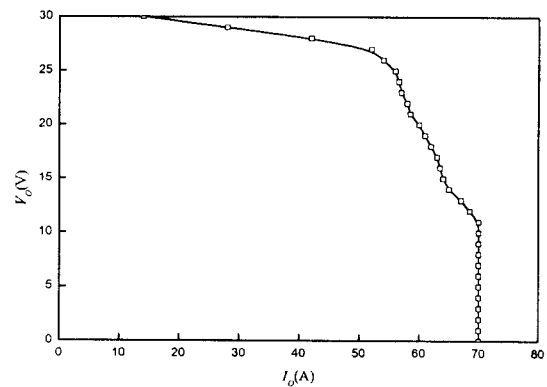


그림 10 영전압 스위칭 프로그래머블 전원장치의 동작영역(측정결과)  
 Fig. 10 The operation region of Zero-voltage -switching programmable power supply (Measured results)

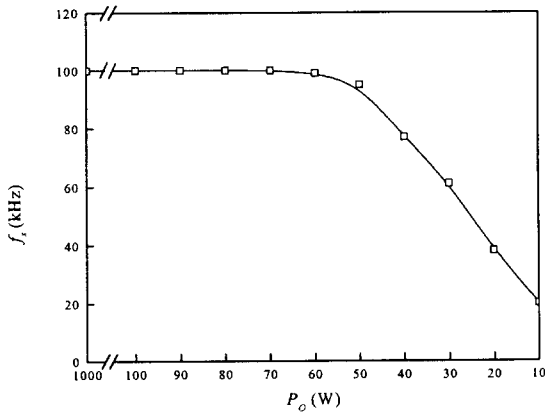


그림 11 출력전력과 스위칭 주파수의 관계  
 Fig. 11 The relationship between output power and switching frequency

5. 결 론

영전압 스위칭 능동클램프 포워드 컨버터를 파워스테이지로 적용한 영전압 스위칭 방식의 프로그래머블 전원장치에 있어서 동작영역의 해석을 통하여 정출력 영역, 최대전류제한 영역을 명확히 정의함과 동시에 출력전압의 가변범위에 대응한 시비율의 범위,  $D_{min}$ 의 최소시비율 영역에서의 제어방법 등을 제시하였다.

스위칭 주파수 100kHz, 정격출력 1kW의 영전압 스위칭 프로그래머블 전원장치를 구현하여 실험을 수행함으로써 본 연구에서 제시한 영전압 스위칭 프로그래머블 전원장치의 동작의 타당성을 입증할 수 있었다.

본 연구에서 얻어진 연구결과는 향후 프로그래머블 전원장치의 소형, 경량화개발에 크게 기여하리라 생각된다.

참 고 문 헌

- [1] Keith Billings, SWITCHMODE POWER SUPPLY HANDBOOK, McGraw Hill, pp.2.195-2.225, 1999.
- [2] Laszlo Huber, Milan M. Jovanovic, "Forward Converter with Current-Doubler Rectifier Analysis, Design, and Evaluation Results", APEC, pp.605-611, 1997.
- [3] Ionel Aan Jitaru, "A New High Frequency, Zero-Voltage Switched, PWM Converter", HFEC, pp.657-664, 1991.
- [4] 안태영, 이성준, 최재호, "배전류 정류회로를 이용한 능동 클램프형 포워드 컨버터의 특성 해석", 전기학회논문지, pp.948-954, 1998.7.
- [5] D. H. Park, H. J. Kim, Y. S. Sun, "A Development of the off-line Active Clamp ZVS Forward Converter for Telecommunication Application", Proceeding of IEEE Intelec '97, Paper 13.4, 1997.

저 자 소 개



오 덕 진 (吳 德 鎭)  
 1997년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정  
 Tel : 031-400-4042, Fax : 031-406-2325  
 E-mail : hyodj@hymail.hanyang.ac.kr



김 희 준 (金 熙 峻)  
 1976년 한양대 공대 전자공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1986년 3월 일본 큐슈대 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1987년~현재 한양대 전자·컴퓨터공학부 교수. 1991년~1992년 미국 버지니아공대 방문교수. 1988년~현재 (주)동아일렉콤 기술고문  
 Tel : 031-400-5164, Fax : 031-407-9930  
 E-mail : hjkim@email.hanyang.ac.kr



임 상 언 (任 祥 彦)  
 1998년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 현대 오토넷 A/V·NAVI팀 연구원  
 Tel : 031-639-7795  
 E-mail : sangun@hei.co.kr