

가변 출력 영전압 스위칭 PWM 컨버터에 관한 연구

김영재, 임상언, 김희준
한양대학교 전기공학과

A study on ZVS-PWM Converter with Variable Output

Kim Young-jae, Im Sang-Un, Kim Hee-Jun
Dept. of Hanyang Univ. Electrical Eng.

Abstract - This paper suggests switching regulator technique to overcome the drawback of conventional variable linear power supply. Switching regulator technique can eliminate the extremely lossy operation and reduce the size and weight of variable linear power supply and provide nearly constant output power over the majority of output voltage range. The topology of variable switched mode power supply is employed active clamp forward converter with a current doubler rectifier and by using control of variable-frequency together with control of fixed-frequency, output voltage can be controled. Equivalent circuits pertinent to each operational mode of converter are derived, and an experimental 20V, 50A converter was designed and built. The converter operates from an output voltage of zero to 25 V, under 100 kHz switching frequency.

1. 서 론

기존의 가변 선형 전원장치는 매우 낮은 출력 리플을 갖는 대신에 상용 주파수용 변압기를 사용하므로 부피가 크고 무거우며 스위칭 동작이 능동 영역에서 이루어지므로 높은 손실이 일어나 효율이 낮다. 특히 가변 선형 전원장치는 낮은 전압에서 정격 출력의 대부분을 전원장치의 내부에서 열로 소모하여 변환효율이 더욱 낮다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 스위칭 레귤레이터 방식이 사용되는데 이 방식은 선형 전원장치의 동작 손실을 줄일 수 있고 크기와 무게를 줄일 수 있을 뿐 아니라 모든 출력 전압에서 균등한 파워를 낼 수 있다. 그러나 가변 스위칭 전원장치의 설계에 있어서 어려운 점은 낮은 출력 전압까지 동작하려면 매우 좁은 구동 펄스가 요구되고 이에 따른 제어가 어렵게 된다. 또한 스위칭 방식이 하드 스위칭일 경우, 스위칭 전이 기간동안의 스위칭 손실과 스위칭시 발생하는 노이즈에 의한 EMI 문제를 가지고 있다.

본 논문에서는 스위칭 손실과 EMI 문제를 해결하기 위해 영전압에서 스위치를 턴온시키는 영전압 스위칭 방법을 제안하였으며, 오프라인 방식에 적용시키기 위하여 능동 클램프 회로를 사용하여 주스위치의 전압 스트레스를 줄이고자 하였다. 능동 클램프 회로는 캐패시터와 직렬로 연결된 클램프 스위치를 변압기와 병렬 접속시킴으로써 변압기의 자화 에너지 및 누설 인덕턴스 에너지를 흡수하여 전원 측으로 회생시킬 수 있고 클램프 스위치의 도통과 전압원으로 동작화되는 클램프 캐패시터를 이용하여 변압기의 자화 에너지를 능동 리셋 시킴으로서 50%이상의 시비율에서도 동작이 가능하다. 이로 인하여 광범위한 입력전압변화에 대해 스위치의 전압 스트레스가 거의 일정하게 유지되는 장점을 갖는다. 한편 2차측 출력 전압이 작고 대전류일 때 2차측 회로의 설계와 소자 선정 및 리플 저감에 있어서 많은 어려움이 있게 된다. 대전류 출력을 가진 컨버터에서 2차측의 전류 스

트레스와 리플 저감은 두 개의 인덕터를 이용한 배전류 방식을 도입함으로써 개선시킬 수 있다. 배전류 방식은 두개의 필터 인덕터에 출력 전류를 절반씩 흐르게 함으로써 정류회로의 전류 스트레스를 줄이고 필터 인덕터에 흐르는 리플 전류의 상쇄에 의해 출력 리플 전류가 저감된다. 또한 배전류 방식은 일반적인 정류 회로 방식보다 2차측 변압기에 흐르는 RMS전류를 줄일 수 있어 2차측에 대전류가 흐를수록 변압기 2차측 동손과 다이오드 순방향 전압강하에 의해 발생하는 손실 절감 효과가 높아서 전체적인 효율 향상을 얻을 수 있다. 또한 2차측 부하전류가 낮은 부하에서도 연속모드로서 동작하므로 출력 필터의 크기를 줄일 수 있다. 한편 출력 전압을 가변하기 위한 제어 방법으로서 고정 주파수 제어와 가변 주파수 제어를 병행하는 방식을 적용하였다. 낮은 출력 전압에서는 매우 좁은 구동 펄스가 필요하고 이는 출력 전압 제어를 어렵게 만들기 때문에 일정 파워 이하에서는 가변 주파수 제어를 적용하고 그 외 출력 전압에서는 고정 주파수 제어를 적용하였다.

본 논문에서는 컨버터의 등가회로를 통해 배전류 방식의 능동 클램프 포워드 컨버터의 동작 원리와 영전압 스위칭을 이루기 위한 조건 식을 유도하였다. 또한 이 회로방식을 이용한 가변 스위치모드 전원장치의 동작 원리를 파악하고 이것을 실현 할 수 있는 제어회로를 제시하였다. 이를 토대로 입력 전압이 직류 280~345V, 정격 출력 1000W, 스위칭 주파수 100kHz, 출력전압이 0V에서 25V까지 가변되는 컨버터를 설계, 실험하였다.

2. 본 론

2.1 가변 스위치모드 전원장치(VSMPS)

가변 선형 전원장치는 출력 전압의 리플은 작지만 변환 효율이 낮고 낮은 출력 전압일수록 출력력 때 출력 정격이 낮아지는 단점이 있다. 그림 1에서 나타낸 것처럼 출력 정격이 1000W인 가변 선형 전원장치는 최대 출력

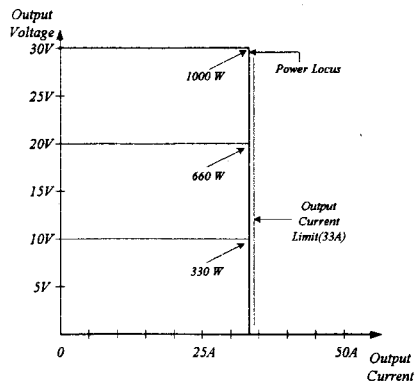


그림 1 가변 선형 전원장치 동작영역

전압이 30V일 때 33A를 출력한다. 출력 전압이 20V일 때 최대 전류가 33A이므로 660W를 출력하고 10V일 때는 330W를 출력한다. 이 때 1000W중에서, 출력으로 변환되지 못한 20V일 때 330W와 10V일 때 660W는 선형 전원장치 내부에서 열로 발생하여 손실된다. 그러므로 가변 선형 전원 장치는 출력 전압이 낮을수록 손실이 증가한다. 또한 선형 전원 장치는 저주파 변압기와 스위칭 방열을 위한 냉각 장치로 인해 부피가 크며 무겁다.

이러한 문제점을 해결하기 위해 스위칭 레귤레이터 방식이 사용되는데 이 방식은 선형 전원장치의 동작 손실을 줄일 수 있고 고주파 스위칭으로 인해 컨버터의 크기와 무게를 줄일 수 있을 뿐 아니라 모든 출력 전압에서 균등한 파워를 낼 수 있다. 하지만 스위칭 모드에서 가장 큰 문제점은 출력 전압이 영까지 내려가도록 제어를 해야 하는 것이다. 출력 전압이 낮을 때는 매우 좁은 구동 펄스가 필요하지만 이것은 출력 전압 제어가 어렵다. 그러므로 고정 주파수 제어로서 출력 전압 제어가 어렵다는 것을 의미한다. 이 문제점은 그림 2에 나타낸 바와 같이 고정 주파수 제어와 가변 주파수 제어를 병행함으로써 해결된다. 대부분의 출력 파워에서는 고정 주파수 제어를 하고 정해진 출력 파워이하에서는 구동펄스의 온 시간을 고정시키고 오프 시간을 늘여서 단위시간 안에 전력이 전달되는 양을 제어한다. 즉 주파수를 가변하여 출력 전압을 제어하는 것이다. 또한 VSMPS는 일정한 파워를 출력하므로 낮은 출력 전압 일 때는 100A 이상의 큰 전류를 출력하게 된다. 이것은 주회로 소자에 전류 스트레스를 증가시켜서 전원장치의 안전에 위험을 주게 된다. 그러므로 전류 제한을 전원장치 내부 소자의 정격에 맞게 설정하여 최대 부하 전류를 제한하여야 한다. 본 연구에서는 출력 전압 제한(①), 출력 파워 제한(②), 출력 전류 제한(③)을 두어 그림 2에 도시한 것과 같은 출력영역을 갖는 VSMPS를 제작하였다.

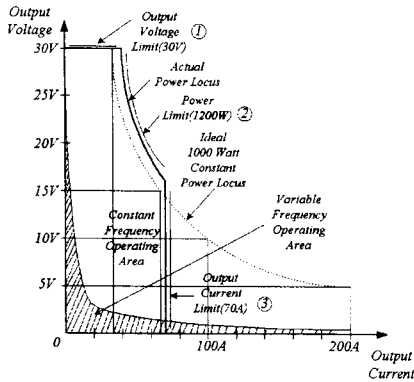


그림 2 가변 스위칭모드 전원장치

(Current Doubler Rectifier)을 사용하였다.

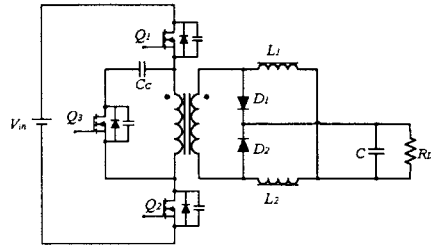


그림 3 배전류 정류회로를 이용한 능동 클램프 포워드 컨버터

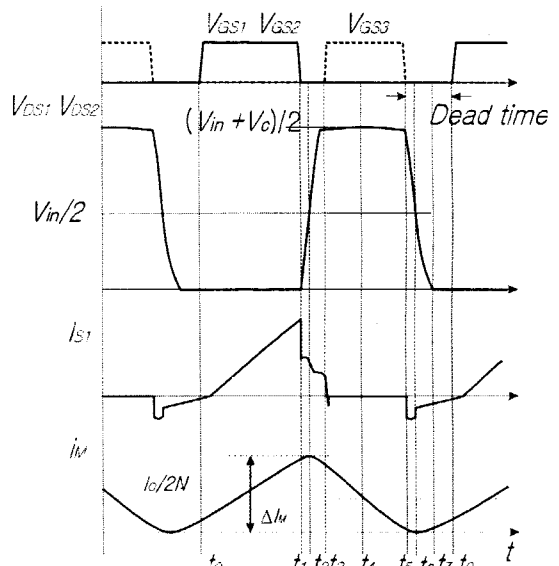


그림 4 이론적인 파형

(1) 모드 1 [t₀ ~ t₁]

주스위치 Q₁, Q₂가 턴온되어 전력 전달이 되는 모드로서 주스위치 Q₁, Q₂의 역병렬 다이오드가 도통인 상태에서 Q₁, Q₂를 턴온시키므로 영전압 스위칭이 가능하다. t=t₀에서 주스위치 Q₁, Q₂가 턴온되면 이와 동시에 다이오드 D₁이 턴온되고 다이오드 D₂는 턴오프된다. 이 때 변압기와 다이오드 D₁을 통해 부하로 전력이 전달된다. 이 때 인덕터 L₂에 에너지가 축적되며, L₁은 에너지를 방출한다. 한편 일차측 전류는 변압기 권선비에 의하여 일차측으로 환산된 전류 I_o/2N와 자화전류의 합이 된다. 이 때 자화 전류의 기울기는 V_{in}/L_m이 된다.

(2) 모드 2 [t₁ ~ t₂]

t=t₁에서 주스위치 Q₁, Q₂는 턴오프되고 변압기에 인가되는 전압이 영이 될 때까지 동작 모드이다. 이 모드에서 주스위치 Q₁, Q₂의 기생 캐패시턴스 C_{oss1}, C_{oss2}는 입력전압의 1/2까지 선형적으로 충전되며, 보조스위치 Q₃의 기생 캐패시턴스는 선형적으로 방전한다. 이 때 기생 캐패시턴스의 충전은 자화전류와 2차측에서 반영된 인덕터 전류 I_o/2N의 합에 의해 이루어지며, t₂에서 자화 전류가 최대값인 $\frac{I_o}{2N} + \frac{\Delta i_m}{2}$ 에 이른다.

2.2 회로구성 및 모드별 해석

가변 전원 장치의 주회로에 사용한 회로를 그림 3에 나타내었다. 이 회로는 배전류 회로를 이용한 능동 클램프 포워드 컨버터이고 각 부분의 이론적 파형을 그림 4에 나타내었다. 1차측 회로에서, 동시에 스위칭 하는 주스위치 Q₁, Q₂는 변압기와 직렬로 연결되어 있으므로 스위칭 전압 스트레스를 절반씩 분담하고 이에 따라 R_{DS(on)}이 작은 낮은 전압 정격의 스위칭 소자를 사용할 수 있다. 변압기와 병렬로 연결되어있는 보조스위치 Q₃와 클램프 캐패시터 C_c는 주스위치가 오프 되었을 때 보조스위치를 턴온시켜 변압기 1차측 전압을 클램프 캐패시터 전압과 같게 하며 변압기의 자화 인덕턴스를 리셋 시킨다. 2차측은 기존의 포워드 컨버터의 정류 회로와는 달리 두 개의 인덕터를 이용한 배전류 방식

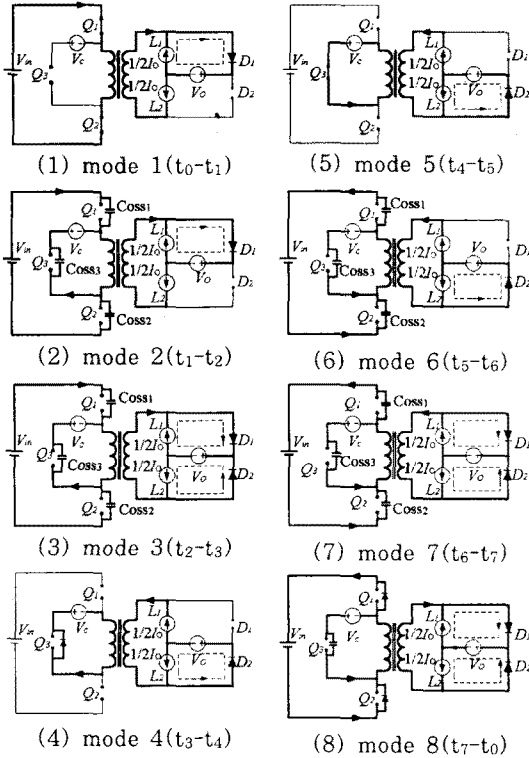


그림 5 모드별 동작회로

(3) 모드 3 [t₂ ~ t₃]

주스위치 기생 캐패시턴스 Coss1, Coss2의 충전 전압 V_{DS1}, V_{DS2}가 t₂에서 V_{in}/2이 되면, 다이오드 D₁은 전류되며 다이오드 D₂가 턴온된다. Coss1, Coss2는 자화 전류에 의해 충전이 계속 이루어지며, V_{DS1}, V_{DS2}가 (V_{in}+V_c)/2에 이를 때까지 계속된다. 한편 변압기의 일차측 전압은 영에서 역방향의 클램프 전압 V_c가 된다.

(4) 모드 4 [t₃ ~ t₄]

이 구간 내에서 보조스위치 Q₃가 t₃에서 턴온되고, 전류의 흐름이 역병렬 다이오드에서 채널로 바뀌는 t₄까지 계속된다. 이 모드에서 자화 전류 i_m은 보조스위치 Q₃의 역병렬 다이오드로 흐르고, 변압기의 자화 인덕턴스에 에너지가 축적된다. 그리고 역병렬 다이오드가 먼저 도통됨으로 인하여 보조스위치 Q₃의 영전압 턴온이 실현된다. 이때 주스위치의 Q₁, Q₂전압은 (V_{in}+V_c)/2로 클램프 된다.

(5) 모드 5 [t₄ ~ t₅]

이 모드는 보조스위치 Q₃가 턴오프되는 t₅까지이다. t₄에서 보조스위치 Q₃은 이미 도통이 이루어진 상태이므로, 자화전류 i_m은 I_o/2N에서부터 시작하여 보조스위치 Q₃의 채널을 통해 흐르기 시작한다. 그리고 이 구간 동안 V_{DS1}, V_{DS2}는 계속해서 (V_{in}+V_c)/2로 클램프 되어 있다.

(6) 모드 6 [t₅ ~ t₆]

보조스위치 Q₃가 t₅에서 턴오프되면, Coss1, Coss2가 방전을 하고 보조스위치 기생 캐패시턴스인 Coss3가 방전을 시작한다. 이로 인하여 V_{DS1}, V_{DS2}는 자화전류에 의해 (V_{in}+V_c)/2에서 V_{in}/2까지 선형적으로 떨어진다. 이 구간은 V_{DS1}, V_{DS2}가 V_{in}/2에 이르는 시점 t₆

에서 끝난다.

(7) 모드 7 [t₆ ~ t₇]

t₆에서 변압기 전압이 0이 된다. 그리고 출력전류의 경로는 D₂로부터 D₁로 전류되면서 바뀐다. t₆에서 자화 전류는 최소값 $\frac{I_o}{2N} - \frac{\Delta i_m}{2}$ 을 가지며 그 이후는 2차측에서 반영된 인덕터 전류 I_o/2N과 자화전류 i_m의 전류차에 의해 계속해서 Coss1, Coss2는 방전되며 V_{DS1}, V_{DS2}는 0V로 떨어진다. 이 구간은 V_{DS1}, V_{DS2}가 0V가 되는 t₇시점까지 계속된다.

(8) 모드 8 [t₇ ~ t₀]

이 구간동안 자화전류 i_m과 반영된 인덕터 전류 I_o/2N의 차의 전류에 의해 주스위치 Q₁, Q₂의 역병렬 다이오드 D₁, D₂를 통해 계속 흐른다. 따라서 이 구간 동안 주스위치 Q₁, Q₂를 턴온시키면 영전압 스위칭이 이루어진다. 이 때 영전압 스위칭을 위한 조건은 자화 인덕턴스 L_m에 축적된 에너지가 등가 캐패시턴스 C_s에 축적된 에너지보다 커야 하므로 식 (1), (2)와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 I_{m,pk}는 자화 전류의 피크값을 나타낸다.

$$\frac{1}{2} L_m \left(I_{m,pk} - \frac{I_o}{2N} \right)^2 \geq \frac{1}{2} C_s V_{in}^2 \quad (1)$$

$$I_{m,pk} = \frac{DT_s}{L_m} V_{in} = \frac{NV_o}{L_m} T_s \quad (2)$$

2.3 제어회로

제어회로의 블럭도를 그림 6에 나타내었다. 변압기 1차측과 2차측은 구동회로에 의해 분리되어 있으며 제어회로는 플립플롭 TC14027, 비교기 LM319, 증폭기 LM358를 사용하여 구성하였다. 일반 고정 주파수 PWM 제어회로와는 달리 일정 파워 이하 일 때 가변 주파수 제어를 할 수 있는 가변 주파수 오실레이터가 제어회로에 첨가되어 있으며 주제어회로에는 PWM회로와 소프트 스타트 기능, 파워 제한 회로, 모드 알람등(LED)등이 포함되어 있다. 전류변압기(CT)는 1차측 전류에 비례한 전류 신호를 검출하며 주제어회로에 검출 신호를 보낸다. 이 전류신호는 전압 계환 루프에 또 하나의 전류 계환 루프를 더한 것으로 빠른 계환응답을 가능하게 한다.

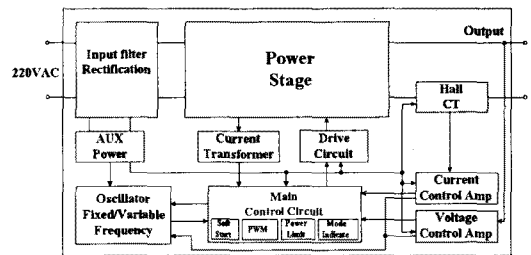


그림 6 제어회로 블럭도

보조 전원이 동작하면 오실레이터가 동작하고 주제어회로의 PWM에 클럭 펄스를 공급한다. 이 때 제어회로의 PWM은 구동회로에 점차적으로 증가하는 구동 펄스를 공급한다. 그러면 스위치가 동작하여 주변압기는 출력 캐패시터에 에너지를 전달하여 출력 전압이 상승한다. 원하는 출력 전압에 도달하였을 때 전압제어앰프는 출력 전압을 검출해 증폭하여 주제어회로의 PWM를 제어하여 시비율을 조절하게 된다. 이 때 부하변동에 따

른 정전압 제어는 전압제어앰프에 의해 제어된다. 출력 파워가 60W이하로 내려가면 전압제어앰프의 출력전압이 오실레이터의 클럭 주파수를 변화시킨다. 즉 60W 이하 출력 파워에서는 부하전류의 증감에 따라 오실레이터의 주파수의 증감이 이루어진다. 이 때 PWM의 구동 펄스는 온 시간이 고정되고 오프 시간이 변화하여 주파수가 변화한다. 이 때 출력 파워는 $P = \eta \times E_{in} \times f$ 임으로 주파수로서 출력 파워가 제어되고 따라서 부하에 따른 출력전압제어가 이루어진다. 그러므로 출력 파워가 60W 이하일 때 출력전압제어는 고정 주파수 및 가변 시비율에서 가변 주파수 시스템으로 바뀌게 된다. 그리고 부하 전류가 제한치 이상 커질 경우 Hall CT에서 부하전류를 검출하여 전류제어 앰프로 보내지며 전류제어앰프는 부하 전류가 제한치 이상 증가하지 않도록 제어회로를 제어하여 시비율을 줄인다. 이 때 제어는 전압제어앰프에서 전류제어앰프로 제어가 넘어간다. 출력전압이나 전류가 증가하여 출력 파워가 제한치 이상 증가하면 전압제어앰프의 출력 전압은 증가하지만 제어회로 내부에서 클램프 전압을 클램프 하여 출력 파워가 증가해도 시비율은 더 이상 증가하지 않는 파워 제한 상태로 들어가게 된다.

2.4 실험 결과

가변 출력 ZVS-PWM 컨버터 설계 사양을 표 1에 나타내었다. 출력 파워와 전계 장치의 크기를 고려하여 2대의 변압기를 병렬로 사용하였고 자성체는 TDK사의 PQ5050을 사용하였다. 변압기의 1차측과 2차측 권선수는 각각 23T, 10T이며 변압기 1차측 인덕턴스는 공진 조건에 맞추어 $170 \mu\text{H}$ 로 설계하였다. 주스위치 Q_1 , Q_2 와 보조스위치 Q_3 는 컨버터의 전압, 전류 정격에 알맞고 기생 캐패시턴스가 작은 IRFP460과 IRFPC50을 선정하였다. 정류다이오드 D_1 , D_2 는 최대 부하전류를 고려하여 63CNQ100을 각각 2병렬로 하였다. 필터 인덕터는 2개의 인덕터 L_1 , L_2 를 사용하여 배전류 방식으로 하였고 필터 인덕터에 사용한 자성체는 Arnold사의 MPP코어인 A-254168-2이며 각각 인덕터의 자성체는 2병렬로 하였다. 출력 필터 L_1 , L_2 의 인덕턴스는 경부하시에도 불연속모드가 되지 않도록 $180 \mu\text{H}$ 로 설계하였다. 그밖에 클램프 캐패시턴스는 200nF 으로 하였으며, 필터 캐패시턴스는 $4400 \mu\text{F}$ 로 하였다.

표 1 컨버터 설계 사양

입력 전압	280V ~ 345V DC
정격 가변 출력 전압	0~25V
정격 출력 전류	0~50A
정격 출력 파워	1000W
스위칭 주파수	100kHz
최대 출력 전압 제한	30V
최대 출력 전류 제한	70A
최대 출력 파워 제한	1200W

능동 클램프 영전압 스위칭을 이용한 VSMPS의 실험 결과 파형은 다음과 같다.

그림 7, 8은 주스위치의 드레인 소스 전압과 전류에 대한 파형이다. 그림 7은 출력이 25V, 40A일 때 파형이고 그림8은 출력이 1V, 5A 일때의 파형이다. 주스위치 전압 스트레스는 능동 클램프회로에 의해 최대220V로 클램프 되어 인가되고 있으며, 스위칭 주파수는 그림 7은 100kHz이며, 그림8은 11kHz이다. 그림 9는 필터 인덕터에 흐르는 리플 전류로서, 출력 전류가 두 개의 필터 인덕터에 흐르는 전류의 합이 되기 때문에 출력 전류에 나타나는 리플은 각각의 인덕터 전류의 상쇄에 의해 감소한다.

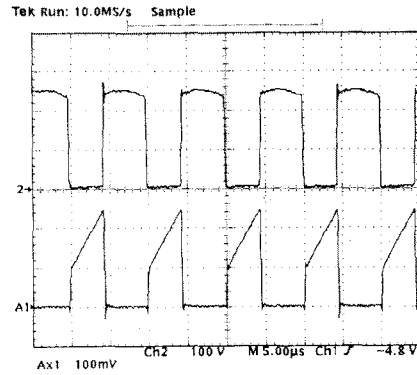


그림 7 V_{DS} (CH2,100V/DIV), i_s (AX1, 5A/DIV)

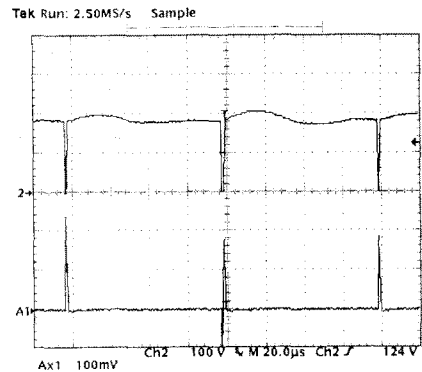


그림 8 V_{DS} (CH2,100V/DIV), i_s (AX1, 0.5A/DIV)

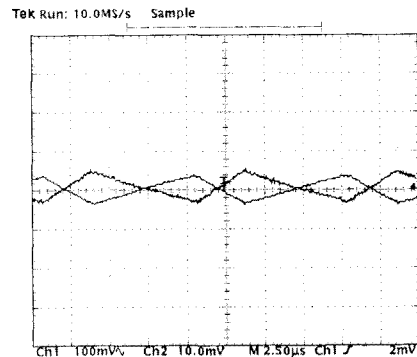


그림 9 각각 인덕터의 리플 파형

그림 10은 부하전류에 따라 출력 레귤레이션 결과이고, 출력전압이 25V일 때 레귤레이션 오차는 0.088%이며, 출력전압이 1V일 때 레귤레이션 오차는 2.61%이다. 그림11은 효율곡선을 나타낸 것이며, 최대효율은 출력전압이 25V이고 부하가 15A일 때 93.7%로 측정되었다. 그림12는 컨버터의 최대 출력 파워 곡선을 나타낸 것으로서 이 곡선 내부의 모든 출력전압과 전류의 조합을 컨버터가 출력 할 수 있다. 그림 13은 출력 파워에 따른 스위칭 주파수의 변화를 나타낸 것으로 출력

파워가 60W 이하 일 때 출력 파워에 따라 스위칭 주파수가 감소함을 볼 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 컨버터의 동작회로를 통해 배전류 방식의 능동 클램프 포워드 컨버터의 동작 원리를 해석하였다. 또한 VSMPMS의 동작 원리를 파악하고 이것을 실현 할 수 있는 제어회로를 제시하였다. 이를 토대로 능동 클램프 포워드 컨버터에 영전압 스위칭 기법과, 배전류 방식을 적용하여 저 전압 가변 전원장치로 사용할 수 있는 VSMPMS를 설계, 실험한 결과 입력 전압이 직류 280~340V, 출력 1000W, 스위칭 주파수 100kHz, 효율이 최대 93.7%, 출력 전압이 25V에서 0V까지 가변되는 컨버터를 제작하였다. 출력 전압 제어를 위해 주파수 가변 제어 방식을 도입하였으며 이로 인하여 60W이하에서도 출력 레귤레이션 특성이 양호하였다. 능동 클램프를 이용한 전압 공진형 방식을 채택하여 전 범위에서 영전압 스위칭을 이루었고 스위치 전압 스트레스와 스위칭 턴온 손실을 줄였다. 또한 2개의 필터 인덕터에 의해 리플 전류를 상쇄시키는 배전류 방식으로 인하여 출력 전압 리플을 저감시킬 수 있었다.

[참 고 문 헌]

- [1] Keith Billings, "SWITCHMODE POWER SUPPLY HANDBOOK", Mc Graw Hill, 2.195-2.225, second edition
- [2] Laszlo Huber, Milan M. Jovanovic, "Forward Converter with Current-Doubler Rectifier Analysis, Design, and Evaluation Results", APEC, pp.605-611, 1997
- [2] C.S. Leu, G. Hua, F.C Lee, "Comparison of Forward Topologies With Various Reset Schemes", APEC seminar, pp101-109, September 1991
- [3] Ionel Aan Jitaru, "A New High Frequency, Zero-Voltage Switched, PWM Converter", HFEC, pp.657-664, 1991
- [4] Ron Lenk, "Practical Design of Power Supplies", Mc Graw Hill
- [5] 안태영, 어성준, 최재호, "배전류 정류회로를 이용한 능동 클램프형 포워드 컨버터의 특성 해석", 전기학회논문지, pp.948-954, 1998.7
- [6] 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, PP. 13.4, 1977
- [7] Dhaval Dalal, "Design Considerations for Active Clamp and Reset Technique", Unitrode Application Note, PP. 3.1-3.23, 1997

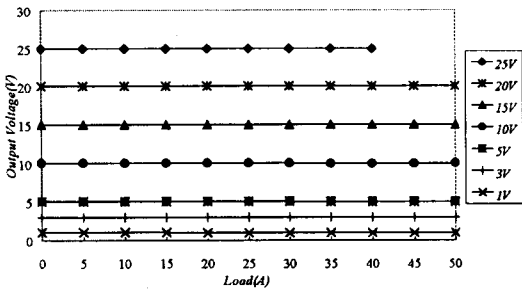


그림 10 부하변동에 따른 전압 변화

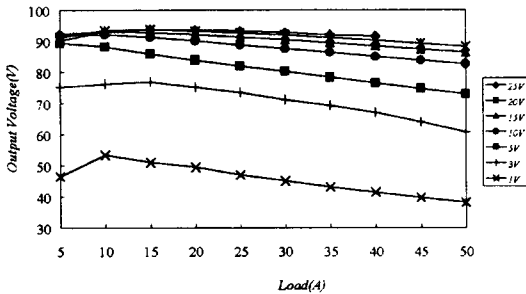


그림 11 효율

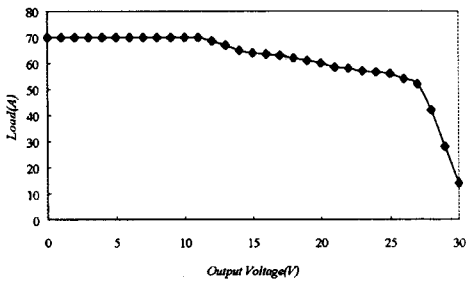


그림 12 파워 제한 곡선

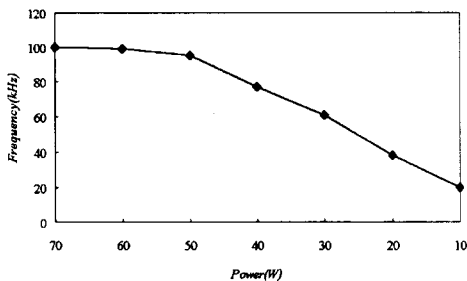


그림 13 출력파워에 대한 스위칭 주파수 변화