

## 전자교환기용 고효율 48V 400A급 전력변환장치

박성우, 전중합, 배영삼, 서기영, 이현우  
 경남대학교, 대구보건대, 보스일렉콤

### The Converter of High Efficiency 48V 400A for Electronic Exchange

S.W. Park, J.H. Joun\*, Y.S. Bae\*\*, K.Y. Suh, H.W. Lee  
 KyungNam Uni., \*Daegu Health Coll., \*\*Boss Elecom.Int.

**Abstract** - The widely used power supply (Switched Mode Power Supply : SMPS) as a source in order to stabilize direct current for electronics or communication systems has merits, when it is compared to the existing source for stability, such as high efficiency, small size, light weight by means of switching process of the semiconductor device which controls the flow of power.

However, due to existence of inductors and capacitors used for charging energy, the source part in electronic or communication systems hasn't reached the speed, that is supposed to get, for achieving smaller size and lighter weight.

In order to get smallness in size, it is necessary to increase switching frequency. And that makes devices for measuring energy smaller.

Nevertheless, the rise switching frequency brings increases in switching loss, inductor loss, and power loss. Also, the occurrence of surge and noise caused by high frequency switching is getting higher.

The resonant converter has been considered as one of methods that give solutions for the problems of SMPS and that method has been paid attention as a source technology in electronics and communication.

## 1. 서 론

전자·통신 기기의 직류 안정화 전원으로써 폭넓게 사용하는 스위칭 모드 파워 서플라이(SMPS)는 반도체 소자의 스위칭 프로세서를 이용하여 전력의 흐름을 제어함으로써 종래의 안정화 전원에 비해 고효율, 소형 및 경량화를 이룰 수 있었다. 그러나 이들 기기의 전원부는 에너지 축적용 소자인 인덕터 및 커패시터의 존재로 인하여 소형 경량화가 이루어지지 못하고 있다.

SMPS의 소형 경량화는 스위칭 주파수를 높여 에너지 축적용 소자를 소형화함으로써 이룰 수 있다. 그러나 스위칭 주파수를 고주파화하면 스위칭 손실, 인덕터 손실 등 전력 손실이 증대되고 고주파 스위칭에 의한 서지·노이즈 발생이 증대하게 된다.

본 논문에서는 전자 교환기용 고효율 48V, 400A 직류공급장치를 위한 논문으로 48V, 400A의 최적의 출력을 얻기 위한 AC-DC 강압형 컨버터의 회로를 제시해보고자 한다.

## 2. 대용량 AC-DC 컨버터

### 2.1 강압형 컨버터

#### • 일반적인 강압형 컨버터

일반적으로 스위치 Q는 주기적으로 ON-OFF를 반복한다. 전체 주기는 T이고 스위치가 ON되는 시간을 D, OFF되는 시간을 D'(1-D)라 하면

필터 C가 충분히 커서 V<sub>C</sub>에 포함된 리플을 무시할 수 있다고 하면 출력 전압은 다음과 같다

on 기간 동안의 회로 방정식은

$$E = v_L + V_C \quad \text{-----(1)}$$

$$E = L \left( \frac{di_L}{dt} \right) + V_C \quad \text{-----(2)}$$

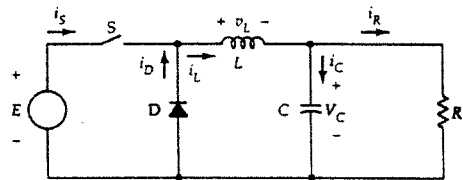


그림 1

off 기간 동안의 회로 방정식

$$0 = v_L + V_C \quad \text{-----(3)}$$

$$0 = L \left( \frac{di_L}{dt} \right) + V_C \quad \text{-----(4)}$$

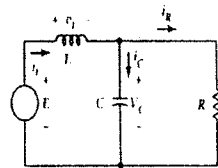


그림 2

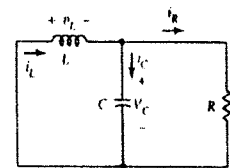


그림 3

인덕터 전류는 on기간 동안 초기치 I<sub>min</sub>에서 I<sub>max</sub>으로 변한다.

off기간 동안에는 I<sub>max</sub>에서 I<sub>min</sub>까지 일정기간 감소한다.

$$I_{max} - I_{min} = \left( \frac{E - V_C}{L} \right) DT \quad \text{-----(5)}$$

$$I_{min} - I_{max} = \left( -\frac{V_C}{L} \right) (1 - D) T \quad \text{-----(6)}$$

위의 두 식을 조합하면

$$V_c = DE \text{ -----(7)}$$

커패시터 전압은 on기간에 따라 결정되며 부하 단의 초과출력은 인덕터 전류를 연속적으로 흐르게 한다.

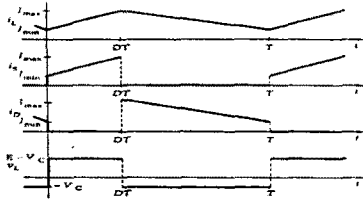


그림 4

회로 전류  $I_L$  은

$$I_L = \frac{I_{max} + I_{min}}{2} \text{ -----(8)}$$

부하 저항의 전류 방정식은

$$I_R = \frac{V_c}{R} \text{ -----(9)}$$

$I_L = I_R$  이므로

위의 식에서  $I_{max}$  과  $I_{min}$  을 구할 수 있다

$$I_{max} + I_{min} = 2 \frac{V_c}{R} \text{ -----(10)}$$

식 (5)와(10)을 조합하면

$$I_{max} = DE \left[ \frac{1}{R} + \frac{(1-D)T}{2L} \right] \text{ ----(11)}$$

$$I_{min} = DE \left[ \frac{1}{R} - \frac{(1-D)T}{2L} \right] \text{ ----(12)}$$

• 전류 불연속이 되기 위한 공진용 리액터

불연속 전류를 흘리기 위해서는  $I_L$  의 최소값  $I_{min}$  은 영(0)이 되어야 한다

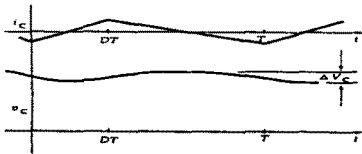


그림 5

$$I_{min} = DV_i \left( \frac{1}{R} - \frac{(1-D)T}{2L} \right) = 0$$

$$L = \frac{TR}{2} (1-D) \text{ -----(13)}$$

• 허용ripple

커패시터 전압의 미세한 리플을 허용하면, 커패시터 리플은 시간에 대한 커패시터 곡선의 하부면적에 의해 결정된다. 그림에서 반주기 동안 커패시터에 충전 되는 전하는 축 상부의 삼각형 면적이 되므로

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left[ \frac{I_{max} - I_{min}}{2} \right] \left( \frac{T}{2} \right) \text{ -----(14)}$$

커패시터전압에 표현된 리플은

$$\Delta V_c = \frac{\Delta Q}{C} = \left[ \frac{(I_{max} - I_{min})T}{8} \right] \text{ ----(15)}$$

따라서 출력 전압 리플은

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{\Delta i}{8C} T_s = \frac{V_o D'}{8LC} T_s^2$$

$$\Delta V_o = \frac{V_o \pi^2 D'}{2} \left( \frac{f_c}{f_s} \right)^2 \text{ -----(16)}$$

$$\left( f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \right) \text{ : 고유주파수}$$

• 출력 전압의 리플은 스위칭 주기의 제곱에 비례 (스위칭 주파수의 제곱에 반비례).

• 스위칭 주파수  $f_s$  가 클수록 출력 전압의 리플은 작아진다.

## 2.2 시뮬레이션

• 회로1

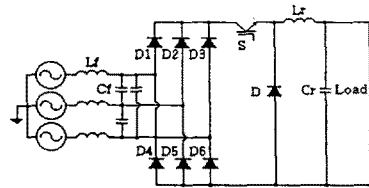


그림 6

그림 6의 강압형 AC-DC 컨버터를 불연속 모드로 표 1의 회로 정수를 가지고 듀티 12%로 시뮬레이션 하였다

입력전압	3Phase, 220Vp/380V
스위칭 주파수	20 [kHz]
필터 인덕턴스	730[μH]
필터 커패시터	1[μF]
인덕턴스	2[μH]
평활용 커패시터	10000[μF]

표 1

• 출력 파형

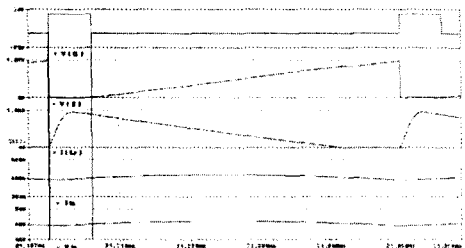


그림 7

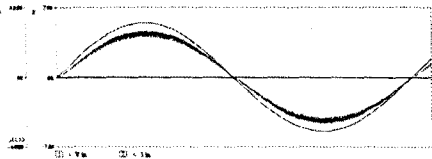


그림 8

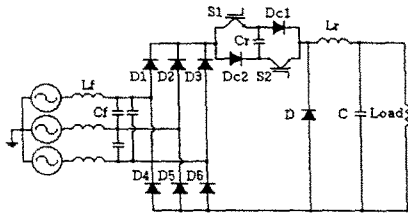


그림 9

• 회로 2

그림 9의 회로를 표 2의 회로정수로 시뮬레이션 하였다. 듀티율 30%

입력전압	3Phase, 220Vp/380V
스위칭 주파수	20 [kHz]
필터 인덕턴스	1000[ $\mu$ H]
필터 커패시터	0.7[ $\mu$ F]
공진용 커패시터	0.1[ $\mu$ F]
인덕턴스	2[ $\mu$ F]
평활용 커패시터	10000[ $\mu$ F]

표 2

• 출력 파형

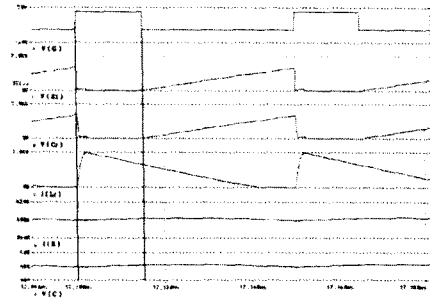


그림 10

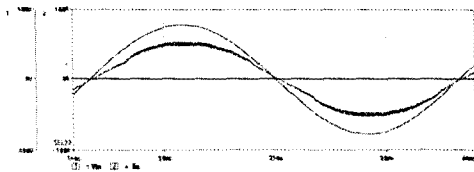


그림 11

2-3 결과 및 검토

회로 1은 스위칭 주파수가 고주파화 됨에 따라 스위칭 소자에 미치는 스트레스를 감소시키고 스위칭소자에 손실을 줄이기 위해 불연속 모드로 동작 시켰다.

Turn-on동작시 Lr에 에너지를 축적하게 되고, 이 시점에서 스위칭 소자는 0전류에서 Turn-on 하기 때문에 ZCS로 동작한다. 스위치를 Turn-off하면 스위치는 GVS로 동작 스위칭 손실이 경감됨을 알 수 있다.

회로 2에서는 Turn-on동작시 Cr에 충전된 에너지를 방전을 시작하고 Lr에 에너지를 축적하게 된다. 이 시점에서 스위칭 소자는 0전류에서 Turn-on 하기 때문에 ZCS로 동작하고, Cr의 전압이 0이 되면 Lr의 전류는 스위치 S1, S2로 분류 소자의 스트레스가 경감된다. 스위치를 동시에 Turn-off하면 Cr은 충전을 시작하고 스위치는 GVS로 동작 스위칭 손실이 경감된다.

회로 1, 2 모두 불연속모드로 동작하기 때문에 연속모드로 동작하는 것 보다 출력 전류의 리플이 심해진다. 따라서 평활용 커패시터는 대응량이 될 수밖에 없다.

회로2는 스위치 off시에 Cr에 충전된 에너지를 on시에 부하 측으로 회생시키기 때문에 에너지 이득이 있으나 출력 리플이 심해지고 입력 전류에 고조파 성분이 많아졌다. 이를 개선하기 위해서 필터 커패시터를 크게 하면 이러한 점들을 개선 할 수 있으나 듀티율 10% 전후의 듀티율을 크게 해야한다는 단점이 있다

3. 결 론

본 논문은 대용량 AC-DC 강압형 컨버터의 최적의 출력을 얻기 위해 제안하였다.

기기의 소형화를 위해 사용되는 고주파 스위칭시 발생하는 스위칭 소자의 스트레스와 스위칭 손실을 저감시키려 하였다.

제안된 회로에서는 다음과 같은 장점이 있었다.

1. 불연속 모드를 이용하기 때문에 제어회로 입력전류 파형을 입력 전압과 동형상의 정현파로 하는 것이 가능하다
2. 2개의 주 스위치를 동시에 ON/OFF 하기 때문에 Soft switching화를 위한 특별한 스위칭 시퀀스가 필요 없고, 주스위치에 흐르는 전류가 Turn-on시 2개의 경로로 분류해서, 소자의 전류 스트레스가 경감된다.
3. 별도의 스너브 회로가 필요 없다.

[참 고 문 헌]

1. D. M. Devan and G. Skibinski, "Zero-switching loss Inverter for high power applications," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA25, No. 4, pp.634-643, 1989
2. 이현우의 : "부분공진 스위칭 모드 고효율 DC-DC부스트 컨버터", 전기학회논문지, Vol.45, No.9, pp.1272 -1278, 1996.8.
3. Hyun-woo Lee: "Soft switching buck-boost converter for photovoltaic power generation", '96 Japen Solar Energy Society(JSES) Con. Rec., 1996.10.30.
4. Meng-Yu Chang, Jiann-Yow Lin, Ying-Yu Tzou, "DSP-based Fully Digital Control of a AC/ DCConverter with Nonlinear Digital Current Mode Control", '96 IEEE Records, pp.1702 -1708, 1996.
5. 長尾道彦, 今永定利, 原田耕介, "不連続 モード動作 高力率 昇降壓形 AC-DC 레ギュ 레터特性解析", 電子情報 通信 學會 新學 技報, 93-9pp.12-22,1993
6. 구현회 "무손실 스너브 회로를 이용한 소프트 스위칭 강압형 고효율 컨버터" 박사 학위 청구 논문 .1997