

論文 6-1-9

# 에너지 회생 스너버를 적용한 3레벨 DC/DC 컨버터

趙容鉉, 金倫鎬, 金恩洙

## Three Level DC/DC Converter Using Energy Recovery Snubber

Yong-Hyun Cho, Yoon-Ho Kim, Eun-Soo Kim

### 요 약

영전압 영전류 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터를 제안한다. 이 컨버터는 높은 순환 에너지, 정류다이오드들의 제한적인 기생순환, 그리고 내부 스위치에 의한 제한된 영전압 스위칭 부하를 갖는 일반적인 영전압 영전류 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터 약점을 극복한다. 본 논문에서 제안된 컨버터는 외부스위치가 영전압 스위칭을 이룰 수 있도록 하고 1차 측에 플라잉 커패시터로 위상전이 제어하도록 되었다. 또 컨버터는 내부 스위치들이 영전류 스위칭을 이루는 구간동안 1차 측에 에너지 회생 스너버에 의해 리셋 하는 보조회로를 갖는다. 제안된 컨버터들은 6kW, 30kHz의 실험 장치를 제작하였고 해석하였다.

### ABSTRACT

This paper presents a Zero Voltage and Zero Current Switching(ZVZCS) 3-Level DC/DC converter. This converter overcomes the drawbacks presented by the conventional Zero Voltage Switching(ZVS) 3-Level converter, such as high circulating energy, severe parastic ringing on the rectifier diodes, and limited ZVS load range for the inner switches. The converter presented in this paper uses a phase shift control with a flying capacitor in the primary side to achieve ZVS for the outer switches. Additionally, the converter uses an energy recovery snubber to reset the primary current during the free-wheeling stage to achieve ZCS for the inner switches. The proposed converters are analyzed and verified on 6kW, 30kHz experimental prototype.

**Key Words** : Three Level DC/DC Converter, ZVS for the outer Switches, ZCS for the inner Switches, Saturable Core, Tap Inductor, An Energy Recovery Snubber

### 1. 서 론

입력전압의 승압화(220VAC → 380VAC)와 입력역률 개선을 위한 3상 AC/DC Boost 컨버터의 적용에 따라 후단에 적용되는 풀 브리지 DC/DC 컨버터<sup>[1,2]</sup>의 입력전압( $V_{in}$ )이 상승되어 컨버터 스위칭소자의 전압 정격상승 및 스위칭손실증가에 따라 스위칭주파수를 높일 수 없어 컨버터 소형, 경량 및 고효율을 이루기 어려우며, 제품의 경쟁력 면에서 효율적이라고 할 수 없다. 이를 극복하기 위해 3레벨 DC/DC 컨버터가 최근 발표되고 있다.<sup>[3,4,5,6]</sup>

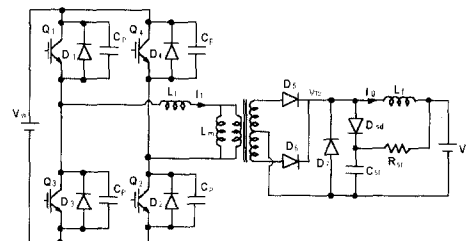


그림 1 영전압 스위칭(ZVS) 풀 브리지 DC/DC 컨버터  
Fig. 1 ZVS FB DC/DC Converter

3레벨 DC/DC 컨버터를 적용함으로써 그림 1의 기존 풀 브리지 DC/DC 컨버터에 비해 스위칭소자의 전압정격을 1/2정도로 낮출 수 있지만 프리휠링 구간동안 흐르는 순환전류에 따라 도통손실이 증가하는 단점을 갖고 있다.

따라서, 본 논문에서는 도통손실을 저감하기 위해 에너지 회생 스너버를 적용한 영전압, 영전류 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터에 대한 주 회로 특성분석 및 6kW 용량의 DC/DC 컨버터를 구현하고 실험결과에 대해서 나타내고자 한다.

## 2. 영전압 스위칭 및 영전압 영전류 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터

### 2.1 영전압 스위칭(ZVS) 3레벨 DC/DC 컨버터

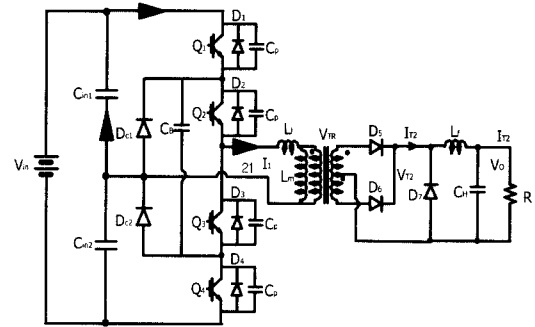
영전압 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터는 영전압 스위칭 동작 영역을 확보하기 위하여 위상전이(Phase shift)제어를 하여 고주파 변압기 2차 측의 출력 전압이 0인 시간 동안 1차 측 스위칭 중 하나가 항상 턴-온 되도록 제어한다. 이는 변압기 내부의 누설 인덕턴스  $L_s$ 와 스위칭 소자의 기생 커패시턴스  $C_p$ 의 기생 진동 문제를 해결할 수 있도록 누설 인덕턴스  $L_s$ 에 따른 전류를 순환(Circulating)시키기 위한 저(低)임피던스 경로를 제공시키기 위한 것이다.

영전압 스위칭은 데드 타임(Dead time)구간 동안에 고주파변압기 1차 측에 흐르는 전류  $I_1$ 와 누설 인덕턴스  $L_s$ 에 축적된 에너지가 스위칭 소자의 기생 커패시턴스  $C_p$ 와 고주파 변압기에 존재하는 기생 커패시턴스  $C_{PT}$ 에 축적된 에너지보다 크거나 같다면 모든 스위치에 대하여 영전압 스위칭을 이룰 수 있으며 수식으로 표현하면 다음과 같다.

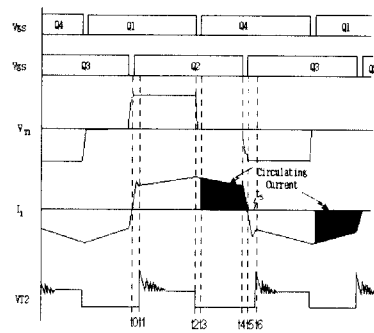
$$E = \frac{1}{2} L_s I_1^2 \geq \frac{4}{3} C_p V_m^2 + \frac{1}{2} C_{PT} V_m^2 \quad (1)$$

식 (1)과 같이 DC/DC 컨버터는 안정된 영전압 스위칭동작을 확보하기 위해 누설 인덕턴스  $L_s$ 를 증가시키거나 고주파 변압기  $T_R$ 와 직렬로 인덕터  $L_r$ 를 삽입하는 방법이 주로 사용되고 있지만 환류구간 동안 순환전류에 의한 도통손실이 증가하고 스위칭 턴-오프 손실이 증가하는 단점이 있다.

따라서, 그림 2와 같이 도통손실을 저감할 수 있는 영전압 영전류 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터에 대해서 소개하고자 한다.



(a)



(b)

그림 2 영전압스위칭(ZVS) 3레벨 DC/DC 컨버터 및 각부 파형

(a) 3레벨 DC/DC 컨버터 (b) 동작 파형

Fig. 2 ZVS 3-Level DC/DC Converter and Waveform

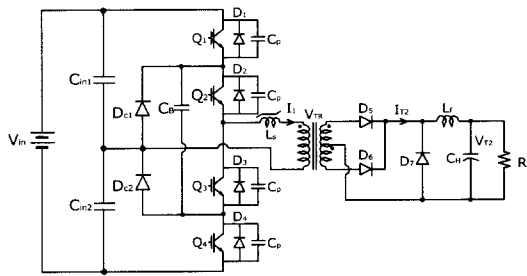
(a) 3-Level DC/DC Converter

(b) Operation Waveform

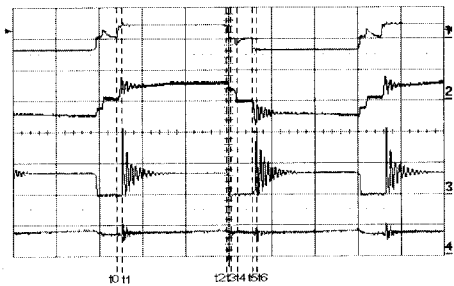
### 2.2 가포화 리액터(Saturable Core)적용 영전압 영전류 스위칭(ZVZCS) 3레벨 DC/DC 컨버터

그림 3의 3레벨 DC/DC 컨버터<sup>[7]</sup>는 가포화 리액터(Saturable Core)의 포화 시간이 짧은 것을 이용하여 순환 모드 구간 동안 1차 측의 전류를 역바이어스 시켜서 순환 전류를 저감시키는 회로방식이다.

하지만, 주 회로의 가포화 리액터는 주 회로 동작상 항상 포화영역에서 동작되므로 가포화 리액터  $L_s$ 에서 발생하는 손실은 리액터 자체의 열 손실 등의 요인으로 매우 크고, 리액터의 지지능력이 부족할 경우 방전하게되어 순환전류 저감특성을 잃어버리게 되고 스위칭 소자가 턴 온이 되면 역병렬 다이오드의 역회복 특성에 따른 짧은 피크단락전류가 스위칭 소자에 흐르게 되어 위험을 초래할 수 있다.



(a)



(b)

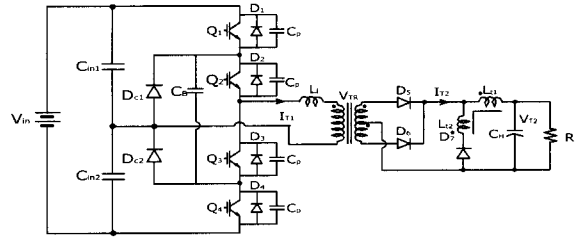
그림 3 가포화 리액터를 적용한 영전압 영전류 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터 와 동작 파형  
 (1) 입력 전압 (2) 입력 전류  
 (3) 출력 전압 (4) 출력 전류  
 Fig. 3 Saturable Core Using ZVCS 3 Level DC/DC Converter and Operation waveform  
 (1) Input Voltage (2) Input Current  
 (3) Output Voltage (4) Output Current

따라서, 높은 입력전압 및 대용량분야에서의 사용은 한계가 있다. 경부하에서는 영전압 영전류 특성이 좋게 나타나지만 중부하의 경우 가포화 리액터의 특성상 영전압 영전류 스위칭이 무너짐을 알 수 있다.

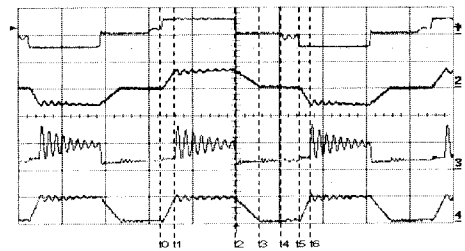
그러므로 가포화 리액터 적용 3레벨 영전압 영전류 스위칭 DC/DC 컨버터는 소용량의 경우에 적합함을 알 수 있다.

### 2.3 출력 탭 인덕터(Tap Inductor) 적용 영전압 영전류 스위칭 3 레벨 DC/DC 컨버터

본 컨버터는 변압기 1차 측에 인가되는 입력 전압  $V_{in}/2$ 을 1차 측 보조 회로에 의해서 생성시키지 않고 변압기 2차 측의 출력 필터 인덕터에 탭 인덕터(Tap Inductor)권선을 감은 다음 탭 인덕터의 역바이어스 전압에 의해서 순환 모드 구간 동안 흐르는 고주파 변압기 1차 측과 2차 측의 순환 전류를 저감시키기 위한 회로방식이다.<sup>[8,9]</sup>



(a)



(b)

그림 4 탭 인덕터(Tap Inductor)를 적용한 영전압 영전류 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터 및 동작 파형  
 (1) 입력 전압 (2) 입력 전류  
 (3) 출력 전압 (4) 출력 전류  
 Fig. 4 Tap Inductor using ZVCS 3 Level DC/DC Converter and Operation Waveform  
 (1) Input Voltage (2) Input Current  
 (3) Output Voltage (4) Output Current

그림 4에서 출력 탭 필터 인덕터는  $n_1, n_2$ 의 비를 갖는 권선 탭(Tap)방식의 출력 필터 인덕터이고, 스위칭 소자들  $Q_1 \sim Q_4$ 의 전이 시간은 스위칭 기간에 비해 매우 짧고, 출력 평활 커패시터  $C_H$ 는 매우 크며 정전압 원으로 가정하면 스위칭 소자  $Q_1$ 과  $Q_2$ 가 도통시에 입력 전력을 변압기 2차 측 출력에 전달하고 있다가  $t_2$  시점에서  $Q_1$ 이 턴-오프 되면 변압기 2차 측에서 유도(Reflect)된 출력 탭 필터 인덕터 전류  $nI_{T2}$ 에 의해 데드타임(Dead Time) 구간 동안에 역 병렬 다이오드  $D_4$ 는 턴-온 되고 변압기 1차 측 전압  $V_{T1}$ 은 0으로 된다.

이때 출력 탭 필터 인덕터  $L_d$ 에 탭 인덕터가(Tap) 권선으로 되어 있기 때문에  $D_7$ 이 턴-온 되고 변압기 2차 측 정류단 전압이 다음 수식과 같이 유지된다.

$$V_d(t) = \left( \frac{n_{d2}}{n_{d1} - n_{d2}} \right) \cdot V_o \quad (2)$$

여기서  $n_{d1}$ 은 인덕터 1차 측의 권수이고  $n_{d2}$ 는 2차 측의 권수비이다.

탭 필터 인덕터의 권수비에 따른 유기 전압  $V_d$ 에 의하여 출력 정류 다이오드  $D_5, D_6$ 를 역바이어스 시킴으로써 2차 측 권선은 개방(Open) 되고 변압기 1차 측과 2차 측 전류는 계속 0이 되며 적은 여자전류  $I_m$ 만이 회로를 흐르게 된다. 따라서, 순환 모드 구간 동안 ( $t_2 \sim t_3$ ) 변압기 실효 전류가 거의 0으로 저감됨으로써 도통손실을 줄일 수 있다.

그러나, 순환모드 동안 변압기 2차 측에 역바이어스 전압을 충분히 주기 위해 탭 필터 인덕터  $L_d$ 의 권수비를 증가시킬 경우, 1차 전류는  $t_0$ 시점 이후 급속히 0으로 저감시킬 수 있으나 환류 다이오드  $D_7$ 의 전압 스트레스 성분과 출력 탭 필터 인덕터  $L_d$  그리고 출력 커패시터  $C_o$ 에 전류 리플이 증가되는 단점이 있다.

따라서, 탭 필터 인덕터를 적용한 영전압 영전류 스위칭 DC/DC 컨버터에서는 보다 적은 권수비의 탭 필터 인덕터와 누설 인덕턴스 설계 적용이 순환 전류 및 전압 스트레스와 리플 전류 최소화를 위해 바람직하다. 그러므로, 위의 방식은 소용량의 전원 장치의 응용 및 적용에 적합하다.

### 3. 제안된 에너지 회생 스너버 적용 영전압 영전류 스위칭 3 레벨 DC/DC 컨버터

#### 3.1 3레벨 DC/DC 컨버터의 동작 특성

본 논문에 적용된 영전압 영전류 스위칭(ZVZCS) 3레벨 DC/DC 컨버터는 변압기 2차 측 정류부와 평활용 출력 필터 인덕터  $L_f$  사이에 3개의 고속 회복 다이오드와 두개의 공진 커패시터로 구성되는 에너지 회생 스너버를 삽입시킨 순환 전류 저감 방식의 영전압 영전류 스위칭이 가능한 컨버터로 도통 모드 동안( $t_0 \sim t_2$ ) 스너버 커패시터( $C_{s2}, C_{s1}$ )에 축적된 에너지는 변압기 2차측 전압이 0으로 되는 순환 모드 구간( $t_3 \sim t_4$ )동안 스너버 커패시터( $C_{s1}, C_{s2}$ )를 방전하며 역바이어스된 전압에 의해 정류 다이오드는 역바이어스 되고 변압기 2차 측 권선은 개방되므로 변압기의 1차 전류  $I_{T1}$ 과 2차 전류  $I_{T2}$ 는 0으로 되고, 단지 매우 적은 고주파 변압기의 자화전류  $I_m$ 이 순환 모드 동안( $t_3 \sim t_4$ ) 순환한다.

그러므로, 거의 0으로 저감된 순환전류에 따라 변압기와 스위칭 소자에 대한 동 손실 및 도통 손실을 매우 저감시킬 수 있다. 또한, 바깥 쪽 소자는 전이구간 동안 변압기의 2차 측에서 유도된 출력 필터 인덕터 전류( $nI_0 = I_{L1}, n = n_2/m_1$ )에 따라 영전압 스위칭(ZVS)을 이룰 수 있고, 안쪽 스위칭 소자는 전이구간 동안 매

우 저감된 순환 전류( $I_1 = I_m$ )에 따라 거의 영전류 스위칭 동작 특성을 얻을 수 있으며, 3레벨 DC/DC 컨버터 1차 측 주 회로에 누설 인덕턴스  $L_l$  증가와 추가로 삽입되는 직렬 인덕터  $L_r$ 의 적용 없이 안정된 영전압 영전류(ZVZCS) 스위칭 동작 영역이 확보될 수 있다.

또한 출력 정류 다이오드도 에너지 회생 스너버를 적용함에 따라 소프트 스위칭 될 수 있고 에너지 회생 스너버 커패시터  $C_{s2}, C_{s1}$ 가 순환 및 환류 모드 동안 소자 양단 전압이 0으로 방전되어 있기 때문에 변압기 1차 측 스위칭 소자의 도통모드(Powering)로의 전이시 2차 측의 저 임피던스 경로를 제공함에 의해 변압기 2차 측 정류 다이오드 및 환류 다이오드가 소프트하게 영전압으로 턴-오프 스위칭 됨으로써 다이오드 역회복 특성에 따른 손실 및 노이즈를 저감할 수 있고 도통모드(Powering) 동안 스너버 커패시터에 충전된 스위칭 손실 흡수 분을 순환 모드 동안 부하로 회생 할 수 있게 된다.<sup>[7,10]</sup>

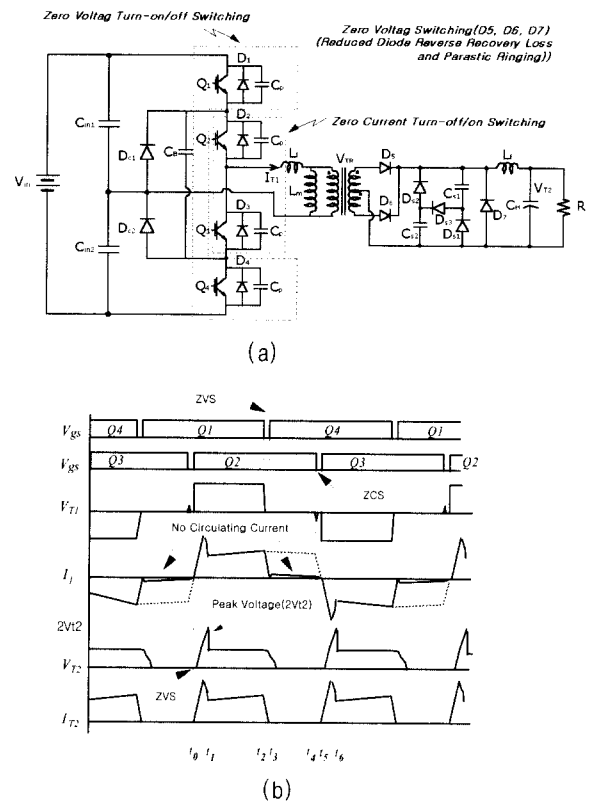


그림 5 에너지 회생 스너버를 적용한 3레벨 영전압 영전류 스위칭 DC/DC 컨버터 (a) 주 회로 (b) 동작 파형

Fig. 5 Energy Recovery Snubber using 3 Level ZVZCS DC/DC Converter

### 3.2 3레벨 DC/DC 컨버터의 모드별 분석

본 절에서는 에너지 회생 스너버를 적용하여 영전압 영전류 스위칭(ZVZCS)을 구현한 3레벨 DC/DC 컨버터의 동작 모드를 6개로 나누었고, 바깥쪽 스위칭 소자와 안쪽 스위칭 소자는 각각 50% 듀티(Duty)를 가지고 교번적으로 턴-온과 턴-오프 동작되고 있으며 위상전이(Phase Shift) 동작에 따라 컨버터의 제어 듀티비 D가 결정된다.

#### 3.2.1 모드 1 (t<sub>0</sub>~t<sub>1</sub>)

이 모드 동안 변압기의 1차 측 전류는 다음의 기울기로 상승하게 된다.

$$I_{T1}(t) = \frac{V_{C_m}}{L_l} \cdot t = \frac{V_{in}}{2L_l} \cdot t \quad (3)$$

1차 전류가 출력 필터 인덕터 전류 nI<sub>T2</sub>에 이르게 되면 다이오드 D<sub>7</sub>은 영전압에서 역바이어스 되어 환류 다이오드 D<sub>7</sub>을 통해 흐르는 전류를 0으로 감소시키고, 변압기 2차 측 전압은 급속하게 상승하여 에너지 회생 스너버를 통해 직렬 공진 회로가 형성되고, 입력 전력을 부하 측에 전달하면서 입력 전압 V<sub>in</sub>/2은 스너버 커패시터 C<sub>s1</sub>, C<sub>s2</sub>를 식 (6)과 같이 충전하게 된다.

컨버터의 충전 과정 동안 스너버 커패시터(Snubber Capacitor) C<sub>s1</sub>, C<sub>s2</sub>는 각각 변압기 2차 전압 V<sub>T2</sub>만큼 충전하고 충전 과정 동안 C<sub>s1</sub>, C<sub>s2</sub>에 충전되는 전압이 변압기 2차 측 전압 V<sub>T2</sub>보다 크게 되면 스너버 다이오드 D<sub>s1</sub>, D<sub>s2</sub>는 도통하며 2차 측 정류 다이오드 후단 전압은 각 스너버 커패시터 C<sub>s1</sub>, C<sub>s2</sub>가 병렬 연결되어 V<sub>T2</sub> 전압이 되고, 출력 필터 인덕터 L<sub>f</sub>, 출력 커패시터 C<sub>H</sub>를 통해 새로운 공진 회로를 형성하면서 방전하게 된다.

하지만, 스너버 다이오드 D<sub>s1</sub>과 D<sub>s2</sub>는 변압기 2차 측 전압 V<sub>T2</sub>에 의해 역바이어스 되었기 때문에 스너버 커패시터 C<sub>s1</sub>, C<sub>s2</sub>는 변압기 2차 측 전압 V<sub>T2</sub>로 억제(Clamp)되어 충전되고, 낮은 임피던스 특성을 제공하므로 정류 다이오드와 환류 다이오드의 영전압 턴-오프 스위칭 및 역회복 손실 저감을 제공해 준다.

$$I_{c\&2}(t) = V_{T2} \cdot \sqrt{\frac{C_{s1} \cdot C_{s2}}{n^2 L_l \cdot (C_{s1} + C_{s2})}} \cdot \sin\left(\sqrt{\frac{C_{s1} + C_{s2}}{n^2 L_l \cdot C_{s1} \cdot C_{s2}}} \cdot t\right) \quad (4)$$

$$I_{c\&peak} = V_{T2} \cdot \sqrt{\frac{C_{s1} \cdot C_{s2}}{n^2 L_l \cdot (C_{s1} + C_{s2})}} \quad (5)$$

$$V_{c\&2}(t) = V_{T2} \cdot \frac{C_{s1}}{C_{s1} + C_{s2}} \left[1 - \cos\sqrt{\frac{C_{s1} + C_{s2}}{n^2 L_l \cdot C_{s1} \cdot C_{s2}}} \cdot t\right] \quad (6)$$

여기서,  $n^2 L_l = n^2 L_{l1} + L_{l2}$ ,  $V_{T2} = nV_{in}$

#### 3.2.2 모드 2 (t<sub>1</sub>~t<sub>2</sub>)

스너버 커패시터 C<sub>s1</sub> 과 C<sub>s2</sub>가 t<sub>1</sub>시점에서 고주파 변압기 T<sub>R</sub> 2차 측 출력전압 V<sub>T2</sub>로 충전이 끝나고, 입력 전력을 단지 부하로 전달하는 구간으로, 출력 커패시터 전압 V<sub>0</sub>가 동작동안 정전압원으로 가정한다면 1차 측에 흐르는 전류 I<sub>1</sub>(t)은 식 (7)과 같은 기울기로 상승하게 된다.

$$I_1(t) = \left(\frac{\frac{V_{in}}{2} - \frac{V_{T2}}{n}}{L_l + \frac{L_f}{n^2}}\right) \cdot t \quad (7)$$

#### 3.2.3 모드 3 (t<sub>2</sub>~t<sub>3</sub>)

t<sub>2</sub>시점에서 스위칭 소자 Q<sub>1</sub>이 턴-오프 되면 이 시기에 고주파 변압기 1차 측에 흐르는 전류는 변압기 2차 측의 부하 전류에서 1차 측으로 유도(Reflect)된 출력 필터인덕터전류(Output Filter Inductor Current) nI<sub>T2</sub>와 1차 측 고주파 변압기 여자전류 I<sub>m</sub>의 합으로써 컨버터의 바깥쪽 스위칭 소자들의 전이구간 동안 (t<sub>2</sub>-t<sub>3</sub>) 스위칭소자 Q<sub>1</sub>과 Q<sub>4</sub>의 출력기생 커패시턴스(Output Parasitic Capacitance)를 선형적인 기울기로 충전과 방전시킨다. 여기서, 전이구간 동안 고주파 변압기 1차 측 전류는 변압기의 2차 측에서 유도(Reflect)된 일정한 출력 필터 인덕터 전류 nI<sub>T2</sub>와 여자전류 I<sub>m</sub>의 합이고, 여자전류 I<sub>m</sub>는 필터 인덕터 전류 nI<sub>T2</sub>보다 매우 적으므로 변압기 1차 전류가 일정하다고 하면 스위칭 소자 Q<sub>1</sub>의 기생 커패시턴스(C<sub>p</sub>) 전압 V<sub>1</sub>(t)은 다음과 같다.

$$V_1(t) \approx \left(\frac{nI_0 + I_m}{2C_p}\right) \cdot t \quad (8)$$

여기서 주의할 것은 경부하(Light load)시에 있어서 스너버 커패시터에 충전된 에너지의 방전 시간이 길어지게 되기 때문에 바깥쪽 스위치들의 전이 구간 동안 부하 측으로 방전하는 스너버 커패시터 C<sub>s1</sub>, C<sub>s2</sub>의 길어진 역바이어스 전압 V<sub>cs1</sub>, V<sub>cs2</sub>에 의해 2차 측 출력 정류 다이오드 D<sub>5</sub>, D<sub>6</sub>은 역바이어스 되고 이와 동시에 변압기 1, 2차 측 권선이 개방(Open)되어, 변압기 1, 2차 전류 I<sub>T1</sub>, I<sub>T2</sub>는 0으로 저감되므로 바깥쪽 스위치들의(Outer Leg) 스위칭 전이 구간(t<sub>2</sub>-t<sub>3</sub>)동안 Q<sub>1</sub>과 Q<sub>4</sub>의

기생 커패시턴스  $C_p$  성분들의 충전과 방전 동작은 단지 변압기 여자전류  $I_m$ 와의 공진에 의해 이루어진다.

따라서, 경부하 및 동일 출력 용량에 있어서 입력 전원  $V_{in}/2$ 이 크고, 스위칭 소자의 출력 기생 커패시턴스  $C_p$ 가 클 경우 바깥쪽 스위칭 소자들의 스위칭 전이 구간( $t_2-t_3$ )동안  $Q_1$ 과  $Q_4$  출력 기생 커패시턴스  $C_p$ 의 충전과 방전 시간이 데드타임(Dead time)보다도 길어져 완전 방전 및 충전이 이루어지지 않게 되어 스위치들에 대한 부가적인 턴-온 손실이 발생할 수 있다.

$$V_1(t) \approx \left(\frac{I_m}{2C_p}\right)t \tag{9}$$

$$P_{om} = \frac{1}{2}(C_p + C_p) \Delta V_{in}^2 \cdot f_s \tag{10}$$

따라서, 최적의 스너버 커패시터  $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$ 값 선정은 피크 공진 전류 및 변압기 2차 전류  $I_{T2}$ 가 0으로 저감되는 시간과 스너버 커패시터 전압이 0 전압으로 방전하는 시간을 고려하여 설계하고, 식 (11)에서 처럼 정격 부하에서 변압기 누설 인덕턴스 에너지를 0으로 저감시킬 수 있는 시간보다 스너버 커패시터의 방전시간이 더 커야 충분히 변압기 1차 전류를 0으로 저감시킬 수 있다.

$$T_{cs} \approx V_{cs}(0) \cdot \frac{(C_{s1} + C_{s2})}{I_o} \geq T_{Ll} \tag{11}$$

$$\approx \frac{n^2 L_l \cdot I_o}{V_{cs}(0)}$$

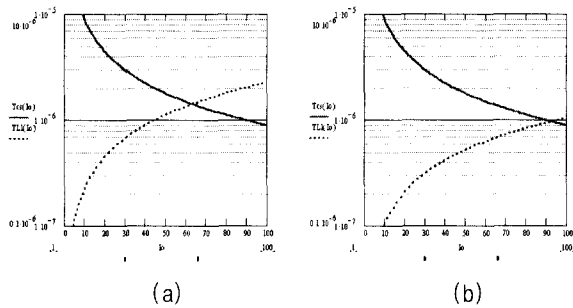


그림 6 누설 인덕턴스 에너지 리셋시간  $T_{LI}$ 과 스너버 커패시터의 방전시간  $T_{cs}$ 와의 관계  
 (a)  $V_{in} : 540V_{dc}$ ,  $L_l : 2.35\mu H$   
 (b)  $V_{in} : 540V_{dc}$ ,  $L_l : 0.95\mu H$

Fig. 6 Relation of  $T_{LI}$  and  $T_{cs}$  due to the leakage inductance and snubber capacitor  
 (a)  $V_{in} : 540V_{dc}$ ,  $L_l : 2.35\mu H$   
 (b)  $V_{in} : 540V_{dc}$ ,  $L_l : 0.95\mu H$

그러므로, 중부하에 있어서도 순환전류를 0으로 저감시키고, 영전압 영전류 스위칭 조건을 얻을 수 있는 최적 스너버 커패시터 값  $C_s$ 는 다음과 같다.

$$C_s \geq \frac{1}{2} \cdot \frac{n^2 L_l \cdot I_o^2}{V_{cs}(0)^2} \tag{12}$$

여기서,  $C_{s1} = C_{s2} = C_s$ ,  $n^2 L_l = n^2 L_{l1} + L_{l2}$

그림 6 (a), (b)는 정격 출력 전압  $120V_{DC}$ , 입력 전압  $V_{in} 540V_{DC}$ 에서 변압기 누설 인덕턴스 차이에 따른 변압기 누설 인덕턴스 에너지 리셋(Reset) 시간  $T_{LI}$ 과 스너버 커패시터의 방전 시간  $T_{cs}$ 와의 관계를 나타냈다. 이는 에너지 회생 스너버를 적용한 3레벨 DC/DC 컨버터에 있어서 순환 전류의 저감 특성과 영전압, 영전류 스위칭조건에 큰 영향을 주는 것을 그림 6의 시뮬레이션 결과를 통해 알 수 있다.

### 3.2.4 모드 4 ( $t_3 \sim t_4$ )

스너버 커패시터  $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$ 의 방전에 따라 이 모드동안( $t_3-t_4$ ) 2차 측 정류다이오드  $D_5$ ,  $D_6$ 는 역바이어스 되어 있으므로 변압기 2차 측 권선은 개방된다.

그러므로, 변압기의 1차 측과 2차 측의 전류는 0이 되고, 이때 변압기 1차 측의 여자전류  $I_m$ 만이 역병렬 다이오드  $D_3$ 에서 여자인덕터(Magnetizing Inductor)  $L_m$ 과 스위칭 소자  $Q_2$ 를 통해 흐른다. 또한, 출력 필터 인덕터 전류  $I_{T2}$ 도 스너버 커패시터  $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$ 의 방전 전류에 의해 출력 필터 인덕터  $L_f$ 를 통하여 공급받다가 스너버 커패시터  $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$ 가 완전 방전되어 커패시터 양단 전압이 0이 되면 환류 다이오드  $D_7$ 과 필터 인덕터  $L_f$ 을 통해서 출력 필터 인덕터  $L_f$ 에 축적된 에너지를 부하로 전달하면서 환류한다.

따라서, 2차 측 출력 필터 인덕터  $L_f$ 를 통해 흐르는 부하 전류  $I_{T2}$ 가 1차 측으로 유도(Reflect)되어 흐르지 않기 때문에 스위칭 소자 및 변압기의 실효(RMS)전류 스트레스 및 도통 손실을 저감할 수 있다.

### 3.2.5 모드 5 ( $t_4 \sim t_5$ )

고주파 변압기 2차 측 권선은 개방(Open)되어 있고, 부하전류  $I_{T2}$ 는 1차 측 전류로 유도(Reflect)되지 못하므로 적은 에너지를 갖는 변압기 1차 측 여자인덕턴스  $L_m$ 에 흐르는 여자전류(Magnetizing Current :  $I_m$ )만이 스위칭 소자  $Q_2$ 와  $Q_3$ 의 기생 커패시턴스  $C_p$ 를 각각 충전과 방전시킨다.

여자 전류  $I_m$ 이 일정하다고 가정하면 스위칭 소자

$Q_2$ 의 전압  $V_2(t)$ 는 식 (13)과 같이 거의 선형적으로 상승한다.

$$V_2(t) \approx \left( \frac{I_m}{2C_P} \right) \cdot t \quad (13)$$

### 3.2.6 모드 6 ( $t_5 \sim t_6$ )

변압기 1차 전류가 유도(Reflect)된 출력 필터 인덕터 전류  $nI_{T2}$ 에 이르게 되는 시점에서 변압기 2차 측으로 유도(Reflect)된 전류( $I_{T1}/n$ )가 변압기와 2차 측 정류 다이오드  $D_5, D_6$ 를 통해 스너버 커패시터  $C_{S1}$ 와 스너버 다이오드  $D_{S3}$  그리고 스너버 커패시터  $C_{S2}$ 로 저 임피던스 특성을 제공하면서 충전하고, 동시에 입력전력은 부하로 전달되면서 동작이 반복된다.

## 4. 실험 결과 및 분석

본 논문에서 실험된 회로들은 각각 그림 7에 보여지는바와 같이 점선으로 표시된 실험시 가변된 회로 부분만을 수정하여 각각 실험하였다.

사용된 고주파 변압기는 페라이트 재질의 코어를 선정하여 사용하였으며 주 회로의 입력 조건은 3상의 상용 입력 전원 380VAC를 입력하여 6상 브리지 회로를 이용한 3상의 부스트(Boost)형 AC/DC 컨버터를 거쳐서 정류된 직류의 540VDC를 영전압 영전류 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터의 입력으로 받고, 컨버터의 출력은 정격 부하 최대 58A, 110VDC, 6kW로 설정하여 제작했고 적용된 스위칭 소자는 IGBT를 사용하였고 스위칭 주파수는 30kHz로 동작하였다.

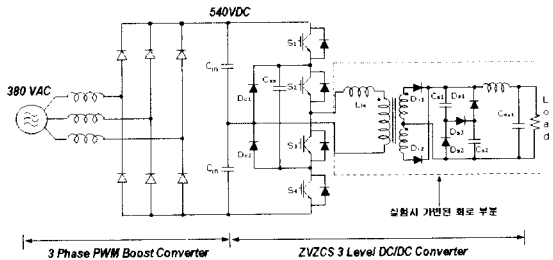


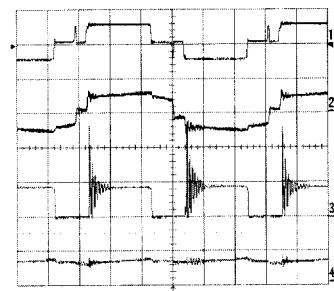
그림 7 3 레벨 DC/DC 컨버터의 주회로  
Fig. 7 Main Circuit of 3 Level DC/DC Converter

그림 8을 보면 실험을 통하여 영전압 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터의 환류 구간 동안 중부하일 때와 경부하일 때에 순환전류가 저감되지 않고 영전압 스위칭이 일어남을 볼 수 있으며 부하의 변동에 의한 도통 손실이 증가하고 스위칭 턴-오프 손실이 증가하는 것을 볼 수 있다.

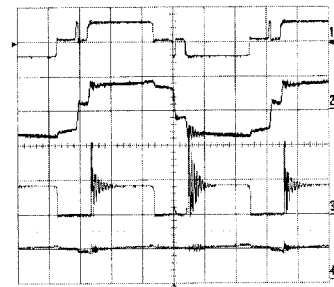
표 1 실험에 소요된 소자들의 용량

Table 1 Capacity of devices using experimentation

실험에 소요된 소자명	소요 소자의 용량
주스위치용 IGBT	600[V], 150[A]
1차측 고속 회복 다이오드	600[V], 50[A]
플라이잉 커패시터	400[V], 15[uF]
1차측 분압 커패시터	450[VDC], 4700[uF]
2차측 출력 정류 다이오드	600[V], 200[A]
에너지회생 스너버 커패시터	400[V], 0.33[uF]
에너지 회생 스너버 다이오드	600[V], 200[A]
2차측 필터 인덕터	33[mH]
출력 평활 커패시터	450[VDC], 4700[uF]



(a)



(b)

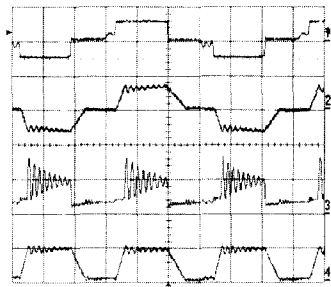
그림 8 영전압 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터의 중부하와 경부하 일 때의 동작 파형

- (1) 입력 전압(500V/Div) (2) 입력전류(20A/Div)
- (3) 출력 전압(200V/Div) (4) 출력전류(20A/Div)

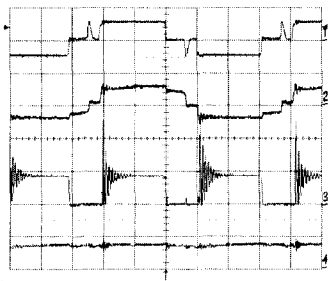
Fig. 8 Operation Waveforms of ZVS 3-Level DC/DC Converter with Heavy Load and Light load

- (1) Input Voltage (2) Input Current
- (3) Output Voltage (4) Output Current

가포화 리액터(Saturable Core)를 적용한 영전압 영전류 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터는 가포화 리액터가 항상 포화영역에서 동작하므로 리액터 자체의 열손실 등의 요인으로 소비되며, 저지능력이 부족할 경우 방전하게되어 경부하 시에는 순환전류 저감특성이 있어



(a)



(b)

그림 9 가포화 리액터 적용 영전압 영전류 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터의 중부하와 경부하일 때 동작 파형  
 (1) 입력 전압 (2) 입력 전류  
 (3) 출력 전압 (4) 출력 전류  
 (a) 500V/Div, 20A/Div, 200V/Div, 20A/Div  
 (b) 500V/Div, 50A/Div, 200V/Div, 50A/Div

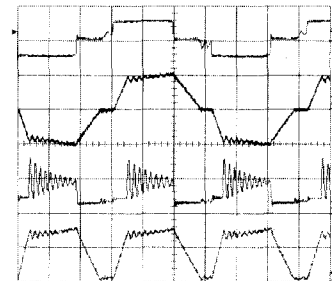
Fig. 9 Operation Waveforms of Saturable Core Applied ZVZCS 3-Level DC/DC Converter with Heavy Load and Light Load  
 (1) Input Voltage (2) Input Current  
 (3) Output Voltage (4) Output Current

영전압 영전류 스위칭이 되지만 중부하 시에는 순환 전류 저감 특성을 잃어버리고 영전압 영전류 스위칭이 무너지짐을 그림 9를 통하여 알 수 있으며, 높은 입력 전압 및 대용량 분야에 사용하는 것은 한계가 있으며 소용량에 적합함을 알 수 있다.

그림 10을 보면 탭 인덕터를 적용한 영전압 영전류 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터는 순환모드 동안 변압기 2차 측에 역바이어스 전압에 의해 1차 전류는 0으로 저감시키면서 영전압 영전류 스위칭이 되지만, 2차 측에 링잉이 발생하여 시스템의 안정도를 저해하고 있음을 볼 수 있으며 탭 필터 인덕터를 적용한 영전압 영전류 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터는 소용량의 전원 장치 등에 적합함을 알 수 있다.



(a)



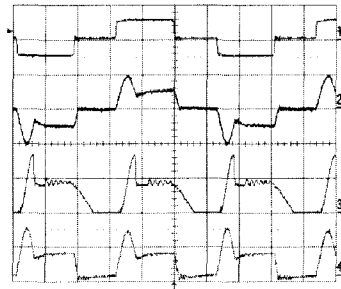
(b)

그림 10 탭 인덕터 적용 영전압 영전류 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터의 중부하와 경부하시의 동작파형  
 (1) 입력 전압(500V/Div) (2) 입력 전류(20A/Div)  
 (3) 출력 전압(200V/Div) (4) 출력 전류(20A/Div)

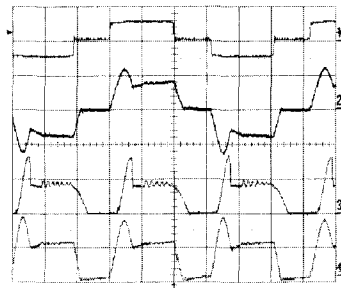
Fig. 10 Operation Waveforms of Tab Inductor Applied ZVZCS 3-Level DC/DC Converter with Heavy and Light Load  
 (1) Input Voltage(500V/Div)  
 (2) Input Current(20A/Div)  
 (3) Output Voltage(200V/Div)  
 (4) Output Current(20A/Div)

순환 전류 저감 방식의 영전압 영전류 스위칭이 가능한 3레벨 DC/DC 컨버터는 순환 구간에서 1, 2차 전류가 0으로 되고, 변압기와 스위칭 소자에 대한 동 손실 및 도통 손실이 저감됨을 알 수 있다. 또한 정류 다이오드도 에너지 회생 스너버를 적용함에 따라 변압기 1차 측 스위칭 소자의 도통 모드(Powering)로의 전이시 2차 측의 낮은 임피던스 경로를 통해 정류 다이오드 및 환류 다이오드가 소프트하게 영전압으로 턴 오프 스위칭 됨으로써 다이오드 역 회복 특성에 따른 손실이 저감되고 도통모드(Powering) 동안 스너버 커패시터에 충전된 스위칭 손실 흡수분을 순환 모드 동안 부하로 회생 할 수 있는 것이 중부하일 때와 경부하일 때에도 유지됨을 알 수 있었다.





(a)



(b)

그림 11 에너지 회생 스너버 적용 영전압 영전류 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터의 중부하와 경부하 시의 동작 파형

(1) 입력 전압(500V/Div) (2) 입력 전류(20A/Div)  
 (3) 출력 전압(200V/Div) (4) 출력 전류(20A/Div)

Fig. 11 Operation Waveforms of Snubber Applied ZVZCS 3-Level DC/DC Converter with Heavy Load and Light Load

(1)Input Voltage(500V/Div)  
 (2)Input Current(20A/Div)  
 (3)Output Voltage(200V/Div)  
 (4)Output Current(20A/Div)

### 5. 결 론

본 논문에서 실험한 에너지 회생 스너버 적용 3레벨 영전압 영전류 스위칭(ZVZCS) DC/DC 컨버터는 다음과 같은 특징을 가지고 실험을 통하여 전술한 것을 이해하였다.

- 순환 모드(Free-Wheeling Mode)구간 동안에 순환 전류 저감에 의한 고주파 변압기 1차 측의 직렬로 연결된 주 스위칭 소자 및 정류부, 고주파 변압기의 도통 손실저감에 의한 효율상승(2~4% 정도) 가능

표 2 각 컨버터의 특성 비교

Table 2 A specific compare of each Converters

회로 구성	1	2	3	4
순환 전류	저감안됨	20% 이하의 부하서 저감	경부하서 저감	저감
경부하시 특성	ZVS 동작	ZVZCS 동작	ZVZCS 동작	ZVZCS 동작
중부하시 특성	ZVS 동작	ZCS 안됨	ZCS 안됨	ZVZCS 동작
도통 손실	저감안됨	경부하서저감	경부하서 저감	저감
동특성	피킹존재	피킹 존재	기생 진동 존재	피킹 저감되고 제어특성 인정
영전압 스위칭	하드 스위칭	하드 스위칭	하드 스위칭	소프트 스위칭
용 도	중·대용량	소용량에적합	소용량에 적합	중·대용량

- 1 : 영전압 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터
- 2 : 가포화 리액터 적용 3레벨 DC/DC 컨버터
- 3 : 탭 인덕터 적용 3레벨 DC/DC 컨버터
- 4 : 에너지 회생 스너버 적용 3레벨 DC/DC 컨버터

- 부하의 변동 시에도 주 스위칭 소자의 영전압 영전류 스위칭이 가능
- 도통 모드(Powering Mode) 구간동안 에너지의 전이 시에 에너지 회생 스너버에 의한 저(低)임피던스 경로 제공으로 고주파 변압기 2차 측의 정류 다이오드와 환류 다이오드의 역 회복 손실과 EMI 저감 가능
- 능동소자(Active Switch) 적용 없이 수동소자와 다이오드로 구성된 에너지 회생 스너버에 의한 적용의 용이함
- 고주파 변압기에 누설 인덕턴스가 적은 것을 적용하여 컨버터의 변환 효율 향상이 가능

그리고 논문에서는 실험된 각각의 3레벨 DC/DC 컨버터의 장단점을 파악하고 비교하여 본 결과 에너지 회생 스너버를 적용한 컨버터가 순환전류 저감능력이 탁월함을 알았으며 본 컨버터는 대용량 전원 장치나 UPS, 그리고 정류기 등에 적용하는 것이 가능함을 알 수 있었다.

### 참 고 문 헌

[1] 김은수, 조기연, 계문호, 김윤호, 윤병도 "도전손실 저감

을 위한 새로운 소프트 스위칭 FB DC-DC 컨버터”, 논문 47권, 전기학회논문지, 1998년 2월.

- [2] Q. Chen, A. Lofti, F.C. Lee, "Design Trade-offs In 5-V Output Off-Line ZVS-PWM Converters", Proceedings of ITEC, Kyoto, Japan, pp. 616-623, 1991.
- [3] Francisco Canales, Peter M. Barbosa, Jose M. Burdio, and Fred C. Lee, "A Zero Voltage Switching Three-Level DC/DC Converter", IEEE Intelec, pp. 512-517, 2000.
- [4] Ivo Barbi, Roger Gules, Richard Redl, Nahan O. Sokal, "Dc/Dc converter For High Input Voltage: Four Switches with Peak Voltage of  $V_{in}/2$ , Capacitive Turn-off Snubbing, and Zero-Voltage Turn-on", IEEE PESC Record, pp. 1-7, 1998.
- [5] J. Renes Pinheiro, Ivo Barbi, "The Three-Level ZVS PWM Converter : A New Concept in High-Voltage DC-To-DC Conversion", IEEE IECON Record, pp. 173-178, 1992.
- [6] J. Renes Pinheiro, Ivo Barbi, "Wide Load Range Three-Level ZVS PWM DC-to-DC converter", IEEE PESC Record. pp. 171-177, 1993.
- [7] Eun-Soo Kim, Kee-Yeon Joe, Moon-Ho Kim, Yoon-Ho Kim and Byung-Do Yoon, "An improved Soft-Switching PWM FB DC/DC converter for Reducing Conduction Losses", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 2 March, 1999.
- [8] S. Hamada, M. Michihira, M. Nakaoka, Using A Tapped Inductor for Reducing Conduction Losses in a Soft Switching PWM DC-DC Converter, EPE, pp. 130-134, 1993.
- [9] S. Hamada, M Nakaoka, "Analysis and Design of a Saturable Reactor Assisted Soft-Switching Full-Bridge dc-dc Converter", IEEE PE, Vol. 9, No. 3. May, pp. 309-317, 1994.
- [10] J.C Cho, J.W Back etc, Novel Zero-Voltage and Zero-Current-Switching (ZVZCS) Full Bridge PWM Converter Using A Simple Auxiliary Circuit, APEC, pp. 834-839, 1998.

## 저 자 소 개



### 조용현(趙容鉉)

1959년 5월 26일생. 1985년 2월 서울 산업대 전기공학과 졸업. 1990년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현재 세빛주식회사 대표이사.



### 김윤호(金倫鎬)

1945년 5월 23일생. 1978년 서울대 전기공학과 졸업. 1980년 New York 주립대 졸업(석사). 1984년 Texas A&M 졸업(박사). 현재 중앙대학교 전기공학과 교수. 당 학회 부회장.



### 김은수(金恩洙)

1964년 3월 26일생. 1986년 중앙대 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1989년~현재 한국전기연구원 전력전자연구그룹 선임연구원.