

영전압 턴-온/오프 스위칭을 갖는 새로운 부분 직렬 공진형 DC/DC 컨버터

김의성*, 이동윤, 현동석
한양대학교 전기공학과

A New Partial Series Resonant DC/DC Converter with Zero-Voltage On/Off Simultaneously

Kim Eui-Sung*, Lee Dong-Yun, Hyun Dong-Seok
Dept. of Electrical Engineering, Hanyang Univ.

Abstract - This paper presents a new soft-switching partial series resonant DC/DC converter (PSRC) with zero-voltage on/off simultaneously, suitable for application in the high power and high frequency switching. The proposed converter has not only advantages of the conventional PSRC but also zero-voltage turn-on and turn-off of the main switches for the entire load ranges by adding the auxiliary circuit, and zero-voltage-switching (ZVS) turn-on of the auxiliary switches. The operation principles of the new converter are explained in detail and the several interesting simulation and experimental results verify the validity of the proposed circuit.

1. 서 론

최근 전력용 반도체 소자의 급속한 발달과 제어의 비약적인 진보로 전력 변환 시스템의 스위칭 주파수를 높임으로써 시스템의 소형 경량화를 이룰 수 있게 되었다. 하지만, 스위칭 주파수의 증가는 이에 비례한 만큼의 스위칭 손실이 증가하게 되는 문제점을 가지고 있다. 따라서, 스위칭 동작에서 발생하는 스위칭 손실을 감소시켜 전체 시스템의 효율을 향상 시킬 수 있는 소프트 스위칭 즉, 영전압 스위칭과 영전류 스위칭 방식에 대해 많은 연구가 활발히 이루어지고 있다 [1]-[5].

최근 이런 소프트 스위칭 기법을 적용한 저가의 고전력 및 고주파수 응용에 적합한 부분 직렬 공진형 컨버터가 개발되어 많은 연구가 이루어지고 있다 [6]-[8]. 일반적인 부분 직렬 공진형 컨버터는 주 스위치의 턴-온에 의해 공진 현상이 이루어지며 부하측으로 에너지가 전달된다. 부분 직렬 공진형 컨버터의 회로 구성은 커패시터의 전압 스트레스를 방지하기 위해 Clamping-Diode를 병렬로 연결한 것을 제외하면 일반적인 Half-Bridge 직렬 공진형 컨버터와 비슷한 구조를 가지고 있다. 하지만, 부분 직렬 공진형은 두 개의 주 스위치만으로 Half-Bridge 직렬 공진형 컨버터보다 두 배의 전력을 전달하는 특성을 지닌다. 컨버터의 출력전력조절은 펄스 주파수 변조 기법(Pulse-Frequency-Modulation)을 이용하여 이룰 수 있다. 이런 기존의 부분 직렬 공진형 컨버터는 주 스위치의 턴-오프 시 영전류 스위칭 또는 턴-온 시 영전압 스위칭만을 행할 수 있다. 기존의 영전류 스위칭을 하는 부분 직렬 공진형 컨버터는 공진 주파수 이하에서 동작하여 고주파 전력을 얻을 수 있고 주어진 최대 스위칭 주파수를 갖는 직렬 또는 병렬 공진형 컨버터와 비교할 때 변압기와 리액터의 크기를 줄일 수 있다. 또한, 출력단의 정류 다이오드가 영전류에서 턴-오프하는 장점을 가지고 있다. 하지만, 스위칭 소자의 기생 커패시턴스가 턴-온 시 단락전류를 발생하게 되고 이 전류는 스위칭 소자 내부에서 턴-온 손실을 발생시키므로 소자의 수명을 짧게 하고 또한 급격한 di/dt에 의해 심각한 EMI문제를 발생시키게 된다. 또한, 턴-오프 시 자화 인덕턴스에 의해 완전한 영전류 스위칭을 이루지 못하여 이로 인한 손실이 발생하게 되는 문제점을 가지고 있다. 이런 문제점을 해결 하기위해 최근 영전압 스위칭 특성을 지닌 부분 직렬 공진형 컨버터가 개발되었다. 영전압 부분 직렬 공진형 컨버터는 주 스위치의 영전압 턴-온을 얻을 수 있고 또한 무손실 턴-오프 스너버 커패시터에 의해 스위치의 턴-오프 시에도 스위칭손실을 감소시킬 수 있다. 하지만, 영전압 부분 직렬 공진형 컨버터는 주 회로의 트랜스포머에

병렬로 인덕터를 추가함으로써 인한 환류 (Free-Wheeling)구간 동안 주회로에서의 도통 손실을 증가시키며 또한, 턴-오프 시 스너버 커패시터에 의한 턴-오프 손실의 감소는 트랜스포머의 병렬에 인덕턴스의 증가에 의해 이루어지므로 전체 시스템의 부피를 증가시키게 된다. 이것은 주 스위치의 턴-온 과도상태 시 전류 스트레스를 증가시키게 되므로 스너버 커패시터의 증가는 해결책이 될 수 없다.

따라서, 본 논문에서는 고전력, 고주파수 스위칭에 적합한 영전압 턴-온/턴-오프 특성을 갖는 새로운 부분 직렬 공진형 DC/DC 컨버터(PSRC)를 제안하고자한다. 새로운 컨버터는 기존의 PSRC의 특성을 가지고 있을 뿐 아니라 보조회로를 추가함으로써 넓은 부하 범위에서 주 스위치의 영전압 턴-온 및 턴-오프 특성을 얻을 수 있으며 또한, 보조 스위치의 영전압 턴-온을 이룰 수 있는 장점을 지니고 있다. 새로운 컨버터의 자세한 동작원리 및 이론적 해석을 수행 하였고, 시뮬레이션 및 실험을 통하여 그 타당성을 검증 하고자 한다.

2. 본 론

2.1 새로운 PSRC의 구성

그림 1은 새로운 PSRC의 전체 시스템을 보여 주고있다. 보조 회로는 2개의 보조 스위치(Sa1, Sa2), 2개의 보조 다이오드(Da1, Da2), 2개의 보조 공진 커패시터(Ca1, Ca2), 보조 인덕터(La), 파포화 리액터(SL)로 구성되어 있다.

파포화 리액터는 마그네틱 스위치로써 동작한다. 그림 2은 파포화 리액터의 이상적인 자화 곡선이다. 회로 해석의 편이를 위해 모든 스위치와 파포화 리액터는 이상적인 특성을 가지고 있고 출력 커패시터 Co는 충분히 커서 출력전압(Vo)은 일정하다고 가정한다.

2.2 이론적인 동작 파형과 동작 모드

그림 3은 새로운 PSRC의 반 주기동안의 이론적 파형과 6개의 동작 모드를 표현하고 있다.

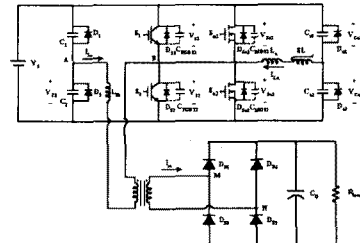


그림 1 새로운 부분 직렬 공진형 컨버터
Fig. 1. The proposed PSRC topology.

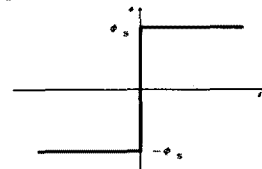
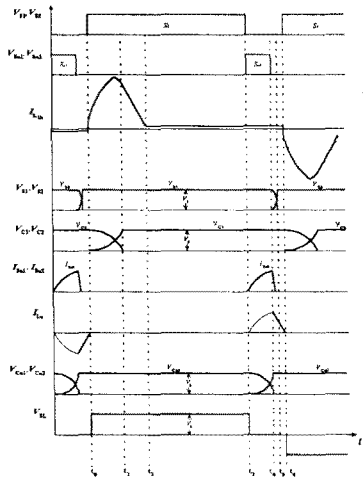
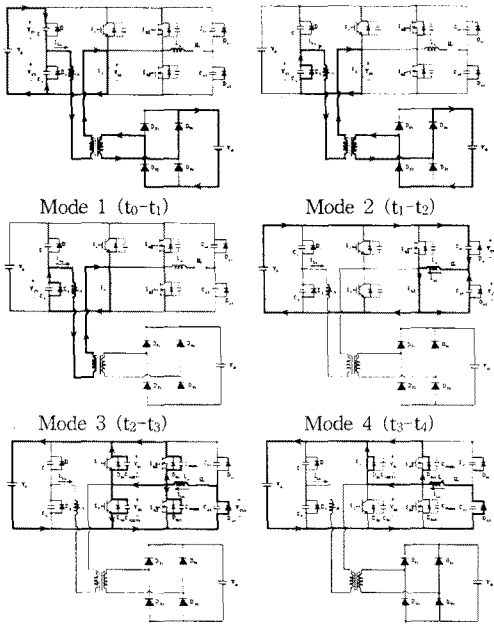


그림 2 파포화 리액터의 이상적인 자화 곡선
Fig. 2. Ideal magnetization curve of the saturable Inductor.



(a) 동작 파형



(b) 동작 모드

그림 3 새로운 PSRC의 동작 파형과 동작 모드

Fig. 3. Theoretical operating waveforms and modes of the proposed PSRC.

1) Mode 1 (t_0-t_1)

주 스위치 S_2 가 t_0 에서 턴-온 되면 2개의 공진 커패시터 C_1, C_2 와 변압기 누설 인덕터 L_{lk} 사이에 공진이 발생한다. 이 구간 동안 누설 인덕터 전류 I_{Llk} 는 $V_S \rightarrow C_1 \rightarrow L_{lk} \rightarrow S_2$ 와 $C_2 \rightarrow S_2 \rightarrow L_{lk} \rightarrow V_S$ 의 경로로 흐른다. 공진 커패시터 C_1 와 C_2 는 누설 인덕터 전류 I_{Llk} 에 의해 충전된다. t_1 이후에 공진 커패시터 C_1 의 전압 V_{C1} 은 clamping 다이오드 D_1 에 의해 V_S 로 유지되고 공진 커패시터는 충전전을 마치게 된다.

2) Mode 2 (t_1-t_2)

t_1 에서 공진 커패시터 C_2 의 전압 V_{C2} 는 영전압이 되고 clamping 다이오드 D_2 는 도통하기 시작한다. 누설 인덕터 전류 I_{Llk} 는 $S_2 \rightarrow D_2 \rightarrow L_{lk}$ 의 경로를 통해 흐른다. 이 구간 동안 I_{Llk} 는 선형적으로 감소한다. mode1와 mode2 구간 동안에 입력 전력은 출력측으로 전달된다.

3) Mode 3 (t_2-t_3)

t_2 이후 트랜스포머의 2차측에는 어떤 전류도 흐르지 않게 되고 트랜스포머 2차측 정류 다이오드는 영전류 조건에서 턴-오프 한다. 그러나 트랜스포머의 1차측의 자화 인덕턴스로 인해

주 스위치 S_2 와 clamping 다이오드 D_2 에는 작은 양의 자화 전류가 흐른다. 이 구간의 시간은 스위칭 주파수(f_s)에 의해 결정되며 출력 전력을 조절한다. mode1과 mode2 그리고 mode3 구간 동안, 과포화 리액터는 불포화 상태에 있다. 즉, 과포화 리액터는 오픈 상태에 있어서 과포화 리액터 양단에는 입력 전압 V_S 가 인가되어 있다.

4) Mode 4 (t_3-t_4)

t_3 에서 주 스위치 S_2 는 영전압 조건 하에서 턴-오프 되고 동시에 보조 스위치 S_{a2} 도 역시 영전압 조건에서 턴-온 된다. 비록 주 스위치 S_1 에 자화 전류가 흐르고 있지만 이때 스위치 양단 전압 V_{S1} 은 영전압을 유지하고 있기 때문에 주 스위치의 턴-오프 손실은 발생하지 않는다. 보조 인덕터 전류 I_{La} 는 보조 인덕터 L_a 와 보조 커패시터 C_{a1}, C_{a2} 사이의 공진에 의해 증가하게 되고 주 스위치의 영전압 턴-온을 이루기 위한 에너지를 보조 인덕터 L_a 에 저장한다. 이 전류는 C_{a1} 과 C_{a2} 를 충전시키고 보조 커패시터 전압 V_{Ca1} 은 t_4 에서 V_S 가 된다. 이 구간 동안 보조 인덕터 전류 I_{La} 는 $V_S \rightarrow C_{a1} \rightarrow SL \rightarrow L_a \rightarrow S_{a2}$ 과 $C_{a2} \rightarrow SL \rightarrow L_a \rightarrow S_{a2}$ 의 경로로 흐른다.

5) Mode 5 (t_4-t_5)

보조 커패시터 C_{a2} 의 전압 V_{Ca2} 는 t_4 에서 영전압이 되고 보조 다이오드 D_{a2} 는 도통하기 시작한다. 그리고 이때 보조 스위치 S_{a2} 는 턴-오프 된다. 보조 다이오드 D_{a2} 가 도통하기 시작하면 보조 인덕터 전류 I_{La} 는 주 스위치와 보조 스위치의 기생 커패시터를 통해 흐른다. t_5 까지 주 스위치 전압의 기생 커패시터는 충전전을 하고 주 스위치 S_1 의 양단 전압은 영전압이 된다. 이 구간 동안 I_{La} 는 감소하면서 $L_a \rightarrow C_{IGBT1} \rightarrow V_S \rightarrow D_{a2} \rightarrow SL, L_a \rightarrow C_{IGBT2} \rightarrow D_{a2} \rightarrow SL, L_a \rightarrow C_{MOS1} \rightarrow V_S \rightarrow D_{a2} \rightarrow SL$ 와 $L_a \rightarrow C_{MOS2} \rightarrow D_{a2} \rightarrow SL$ 를 통해 흐른다.

6) Mode 6 (t_5-t_6)

t_5 에서 주 스위치 S_1 의 전압 V_{S1} 과 보조 스위치 S_{a1} 의 전압 V_{Sa1} 은 0이 되고 역 병렬 다이오드가 도통하기 시작한다. 이 구간에서 주 스위치 S_1 은 영전압 조건 하에서 턴-온 한다. t_5 이후 보조 인덕터 전류는 $D_{IGBT1} \rightarrow V_S \rightarrow D_{a2} \rightarrow SL \rightarrow L_a$ 와 $D_{Sa1} \rightarrow V_S \rightarrow D_{a2} \rightarrow SL \rightarrow L_a$ 을 통해 흐르면서 감소한다. 다시 말해, mode 6 구간 동안 보조 인덕터에 남은 약간의 에너지가 입력 소스로 환원된다. 그리고 t_6 이후 남은 에너지는 출력측으로 전달된다. mode 4에서 mode 6의 구간 동안 과포화 리액터는 포화 상태, 즉 단락 상태에 있고 보조 인덕터의 전류가 흐르지 않게 되면 과포화 리액터의 높은 임피던스로 인해 오픈 상태가 될 것이다. 이로써 반주기의 동작이 끝나고 다음 반주기는 mode 1에서 mode 2의 동작을 반복할 것이다

2.3 새로운 PSRC의 설계 방법

주 스위치의 영전압 턴-온을 위해서 보조 스위치의 턴-온 시간동안 보조 인덕터에 저장되는 에너지는 주 스위치와 보조 스위치의 기생 커패시터를 충전시킬 수 있을 만큼 충분히 커야 한다. 이를 위해 보조 인덕터 L_a 에 저장되는 에너지는 다음 조건을 만족해야 한다.

$$E_{La} = \frac{1}{2} L_a i_{La}^2 \geq \frac{1}{2} C_T V_S^2 \quad (1)$$

여기서 C_T 는 주 스위치와 보조 스위치의 기생 커패시턴스의 합이다. 따라서, 보조 인덕터 L_a 에 공급 되어져야 하는 전류는 다음과 같다.

$$i_{La} \geq V_S \sqrt{\frac{C_T}{L_a}} \quad (2)$$

mode 4 구간 동안 보조 인덕터에 흐르는 전류는

$$i_{La}(t) = V_S \sqrt{\frac{C_{aT}}{L_a}} \sin \omega_{o,a} t \quad (3)$$

여기서 $C_{aT} = C_{a1} + C_{a2}$ 이고 $\omega_{o,a} = \frac{1}{\sqrt{L_a C_{aT}}}$ 이다.

보조 인덕터 전류가 최대가 되는 시점은 $\omega_{o,a} t = \frac{\pi}{2}$ 이다

$$\text{즉, } i_{La, \max} = V_S \sqrt{\frac{C_{aT}}{L_a}} \quad (4)$$

따라서, 보조 인덕턴스의 크기는 다음과 같다.

$$L_a \leq C_{aT} \frac{V_S^2}{i_{La, \max}^2} \quad (5)$$

보조 인덕터에 주 스위치의 영전압 턴-온을 이루기 위한 충분한

한 에너지를 저장하기 위해 보조 스위치의 턴-온 시간은 보조 인덕터 전류가 최대가 되는 시점까지 유지되어야 한다. 따라서 보조 스위치의 최소 턴-온 시간은

$$t_{on, min} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_o C_o T} \quad (6)$$

주 스위치의 최소 dead time은 주 스위치의 기생 커패시턴스의 전압이 영전압이 되는 시점이다. mode 5에서 주 스위치 S_1 의 전압은

$$V_{C_T}(t) = i_{L_o, max} \sqrt{\frac{L_o}{C_T}} \sin \omega_o, \rho t \quad (7)$$

여기서 C_T 는 기생 커패시턴스이고 $\omega_o, \rho = \frac{1}{\sqrt{L_o C_T}}$ 이다. 기생 커패시터의 충전방전이 끝나는 시점은 $\omega_o, \rho = \frac{\pi}{2}$ 이다. 따라서, 주 스위치의 최소 dead time은

$$t_{dead, min} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_o C_T} \quad (8)$$

2.4 시뮬레이션 및 실험 결과

새로운 PSRC의 타당성을 검증하기 위해 입력 전압 $V_S=200V$, 출력 전압 $V_O=48V$, 출력 전력 $P_O=800W$ 의 조건하에 시뮬레이션과 실험을 수행하였다. 시뮬레이션 파라미터는 스위칭 주파수 $f_s=100kHz$, 공진 커패시터 $C_1=C_2=120nF$, 트랜스포머 누설 인덕턴스 $L_{lk}=1.7\mu H$, 보조 커패시터 $C_{a1}=C_{a2}=22nF$, 보조 인덕터 $L_a=10.8\mu H$, 트랜스포머 권선비 $n=1.4$, 출력 필터 커패시터 $C_o=330\mu F$, 부하 저항 $R_{load}=2.83\Omega$ 이다.

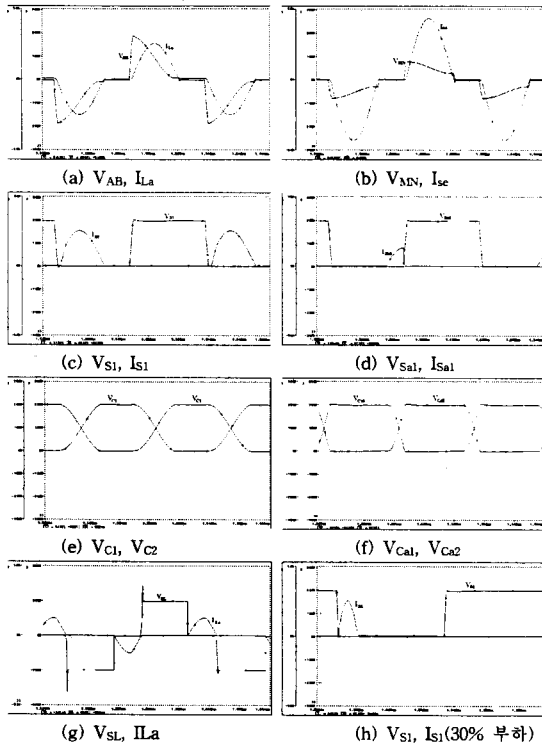
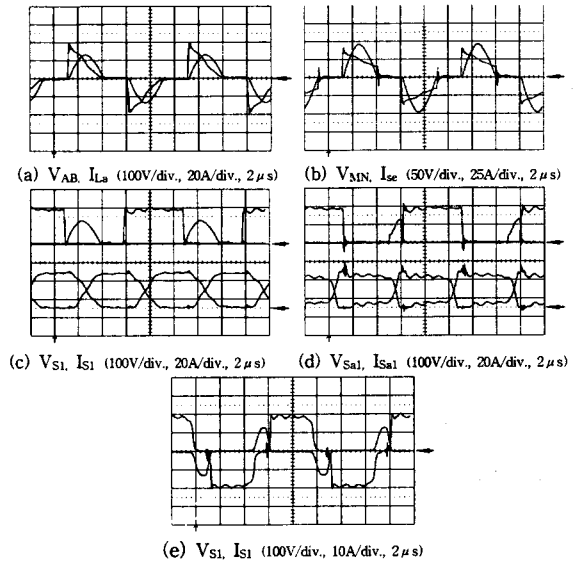


그림 4 새로운 PSRC의 시뮬레이션 파형

Fig. 4. Simulation waveforms of the proposed PSRC.

그림 5는 새로운 PSRC의 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. 그림 4(a)와 (b)는 트랜스포머의 1차측과 2차측의 전압, 전류를 보여 주고 있다. 그림 4(c)를 통해서 주 스위치의 턴-온/턴-오프 과정에서 스위칭 손실이 발생하지 않음을 알 수 있다. 이것은 새로운 PSRC의 매우 중요한 특징이다. 그림 4(d)는 보조 스위치가 영전압 조건하에서 턴-온 하는 것을 보여주고 있다. 이것은 그림 4(e)에서 보여주는 것처럼 파포화 리액터가 보조 스위치의 전압을 영전압으로 유지하고 있기 때문이다. 그림 4(f)는 공진 커패시터가 주 스위치의 턴-온에 의해 충전방전 되는 것을 보여주고 있다. 그림 4(f)는 보조 커패시터의 충전방전을 보여 주고 있고 이 충전방전 전류가 보조 인덕터를 통해서 흐르는 것을 그림 4(g)에서 볼 수 있다. 시뮬레이션 결과 앞에



(e) V_{S1}, I_{S1} (100V/div., 10A/div., 2μs)

그림 5 실험 파형

Fig. 5. Experimental results.

서 설명한 이론적 파형과 일치함을 알 수 있다. 그림 4(h)는 30%의 부하 조건에서 주 스위치가 영전압 상태에서 턴-온/턴-오프 되는 것을 보여준다.

그림 5는 새로운 PSRC의 실험 파형을 보여주고 있다. 그림 5(a)와 5(b)는 각각 트랜스포머 1,2차측의 전압과 전류이다. 그림 5(c)는 주 스위치의 전압과 전류 그리고 그림 5(d)는 보조 스위치의 전압과 전류를 나타내고 있다. 그림 5(e)는 파포화 리액터의 전압과 보조 인덕터에 흐르는 전류를 보여 주고 있다. 실험 결과로 주 스위치의 영전압 턴-온/오프와 보조 스위치의 영전압 턴-온 확인 할 수 있다.

3. 결 론

새로운 부분 직렬 공진형 컨버터를 제안하였고 시뮬레이션 을 통해 새로운 회로의 타당성을 검증하였다. 보조 회로에 의 해 넓은 입력 범위에서 주 스위치의 영전압 턴-온 및 턴-오프 를 이룰 수 있었고 또한 보조 스위치의 영전압 턴-온을 얻을 수 있었다. 따라서, 주 스위칭 손실의 감소를 통해 시스템의 전체 효율을 향상시킬 수 있을 것으로 기대되며 고 전력 고 주파 응용에 적합할 것으로 사료된다.

[참 고 문 헌]

- [1] R. L. Steigerwald, A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 174-182, April 1988.
- [2] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Redley, F. C. Lee and B. H. Cho, Design Consideration for High-Voltage, High-Power, Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter, *IEEE-APEC Conf. Rec.*, pp. 275-284, 1990.
- [3] M. K. Kazimierzuk, Class-D Voltage-Switching MOSFET Power Amplifier, *IEE Proc.*, vol. 138, no. 6, pp.285-296, November 1991.
- [4] G. Hua, F. C. Lee, M. N. Jovanovic, An Improved Zero-Voltage-Switched PWM Converter Using A Saturable Inductor, *IEEE-PESC Conf. Rec.*, pp. 189-194, 1991.
- [5] G. Hua, C. S. Leu and F. C. Lee, Novel Zero-Voltage Transition PWM Converter, *EEE-PESC Conf. Rec.*, pp. 538-544, 1993.
- [6] P. C. Theron and J. A. Ferreira, A new, Partial Series Resonant Converter for Efficient DC to DC Conversion, *PCC-Yokohama*, pp. 171-176, 1993.
- [7] Philip C. Theron and Jan A. Ferreira, The Zero Voltage Switching Partial Series Resonant Converter, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol.31, no.4 pp. 879-886, July/Aug. 1995.
- [8] Michael Andrew De Rooij, Jan A. Ferreira and Jacobus Daniel van Wyk, A Novel Unity Power Factor Low-EMI Uninterruptible Power Supply, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol.34, no.4 pp. 870-876, July/Aug. 1998.