

에너지 획득을 위한 AC/DC 공진형 펄스 컨버터의 연구

鄭敎範[†], Khai D.T. Ngo^{*}

Study of AC/DC Resonant Pulse Converter for Energy Harvesting

Gyo-Bum Chung and Khai D.T. Ngo

요 약

압전소자를 에너지원으로 사용하여 자립형 전기전자시스템에 에너지를 공급하는 에너지 획득(Harvesting) 개념의 구현을 위하여, 새로운 AC/DC 공진형 펄스 컨버터를 제안한다. 컨버터는 정류기와 DC 컨버터의 2단계로 구성되었으며, AC/DC 변환을 위한 정류기는 MOSFET의 3상한 동작 특성을 이용하여 구현하고, N형 및 P형 MOSFETs를 사용하여 DC/DC 부스트 컨버터를 구현하였다. 제안된 컨버터 시스템의 동작원리 및 동작모드를 스위칭 소자의 기생캐패시턴스를 고려하여 해석하고, 시뮬레이션을 통하여 해석결과를 검증하였다. CMOS IC 칩으로 제작된 본 시스템의 실험 결과는 수십 μ W 용량에서 에너지 획득 개념의 구현 가능성을 제시하였다.

ABSTRACT

A new resonant pulse converter for energy harvesting is proposed. The converter transfers energy from a low-voltage AC current to a battery. The low-voltage AC current source is an equivalent of the piezoelectric generator, which converts the mechanical energy to the electric energy. The converter consists of a full-bridge rectifier having four N-type MOSFETs and a boost converter having N-type MOSFET and P-type MOSFET instead of diode. Switching of MOSFETs utilizes the capability of the 3rd regional operation. The operational principles and switching method for the power control of the converter are investigated with the consideration of effects of the parasitic capacitances of MOSFETs. Simulation and experiment are performed to prove the analysis of the converter operation and to show the possibility of the μ W energy harvesting.

Key Words : Energy harvesting, MOSFET, 3rd regional operation, Parasitic capacitance, Resonance.

1. 서 론

소형·집적화된 자립형(Stand-alone) 전기전자제품의 전력공급은 주로 배터리에 의한다. 그러나, 배터리 교체가 어려운 특별한 경우에는, 시스템 주변의 수압 변화, 온도차, 소음 또는 기계적인 진동을 에너지원으로 이용하는, 에너지 획득(Harvesting) 개념이 제안되

어 활발히 연구되고 있다^[1,2].

압전소자는 기계적인 진동을 전기 에너지로 변환하는 특성을 갖는다. 압전소자로 만들어진 마이크로 발전기를 이용하여, 소용량 자립형 시스템에 지속적인 전력을 공급하는 연구가 수행되고 있다. 또한 소형기계식 발전기를 신발에 장착하여 사람의 보행에너지를 전기에너지로 변환하는 연구도 시도되고 있다^[3].

그러나, 소음, 진동 등의 에너지 발생원들은 시간에 따라 불규칙적으로 변화하고, 이들 에너지원으로부터 이용이 가능한 전력을 발생시키는 마이크로발전기는 비선형적인 입·출력 특성을 보일 뿐만 아니라, 출력용량이 매우 작다. 압전소자로 제작된 마이크로발전기

[†]교신저자 : 정희원, 홍익대 전자전기컴퓨터공학부 부교수

E-mail : gbchung@wow.hongik.ac.kr

^{*}정희원, Univ. of Florida 전기공학과 교수

접수일자 : 2004. 12. 29

1차 심사 : 2005. 3. 7

심사완료 : 2005. 3. 22

의 전기적 특성을 모델링하는 연구가 수행되었으며, 압전소자 발전기는 출력단에 커패시터를 갖는 저전압 AC 전류원으로 모델링된다^[4,5].

압전소자 발전기의 출력을 효율적으로 부하에 전달하기 위해서, AC/DC 전력변환을 위한 다이오드 정류기, DC/DC 전력변환을 위한 선형 전압 레귤레이터, 벡컨버터 및 플라이백 컨버터 등과 같은 컨버터 회로 방식에 대한 연구와 최대전력전달 조건에 대한 연구가 시도되었다^[6,7]. 압전소자로부터 배터리를 충전하기 위해서, 5개의 MOSFET과 1개의 다이오드를 이용한 AC/DC 컨버터에 관한 연구가 수행되었다^[8].

본 논문에서는 압전소자로부터 발생한 에너지를 효율적으로 부하에 전달하기 위해서, 3상한에서 동작하는 MOSFET의 특성을 이용한 새로운 AC/DC 공진형 펄스 컨버터와 제어기를 제안한다. 컨버터는 6개의 MOSFET으로 구성되었다. 스위칭 소자의 시비율이 매우 작아서, 스위칭 소자의 기생 커패시터 영향을 고려하여 컨버터 동작을 해석하였다. 해석 결과를 이용하여 손실 계산을 수행하였으며, 전원으로부터 부하에 전달되는 최대전력을 정의하였다. 해석결과와 검증은 위하여, 전력전자 회로해석 프로그램(PSIM)을 이용한 시뮬레이션 및 컨버터를 CMOS IC로 구현한 실험을 수행하였다.

2. 컨버터 동작원리

2.1 회로방식

그림 1은, AC 전류원 I_s 로부터 배터리를 충전하기 위한 AC/DC 컨버터 시스템이다.

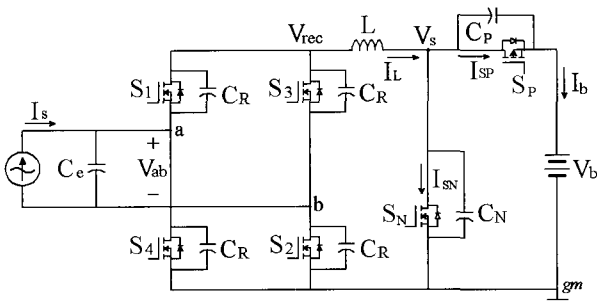


그림 1 저전압 AC 전류원으로부터 배터리 충전을 위한 AC/DC 컨버터 회로도

Fig. 1 Topology of AC/DC Converter for charging the battery from a low Voltage AC current source

교류 전류원 I_s 와 커패시터 C_e 는 압전소자의 전기적 특성에 의해 모델링되며, I_s 는 식 (1)과 같다.

$$I_s(t) = I_p \sin(\omega t + \phi) \tag{1}$$

전류원 I_s 출력단의 전압 $V_{ab}(t)$ 는 식 (2)와 같다.

$$V_{ab}(t) = \frac{V_m}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{V_m}{2} \tag{2}$$

for $0 < \omega t < \pi$

컨버터는 AC/DC 정류를 위한 풀브리지 정류기와 DC/DC 승압변환을 위한 부스트 컨버터로 구성된다. 컨버터의 소형화를 위하여 풀브리지 정류기의 출력단 직류 커패시터를 제거하였으며, 인덕터 L 은 가능한 작게 하였다. 스위칭 소자는 1상한과 3상한에서의 동작이 가능한 MOSFET을 사용하며, 풀브리지 정류기는 4개의 N형 MOSFET을 3상한에서, 부스트 컨버터는 N형 MOSFET을 1상한과 3상한에서, P형 MOSFET을 3상한에서 사용하여, 저전압 영역에서 손실을 최소화한다.

2.2 동작원리

MOSFET은 이상적 스위치, 스위칭 소자에 병렬연결된 기생 커패시터 및 0.7[V]에서 턴온되는 역방향 다이오드로 모델링하였다. 그림 2는 각 동작모드에서 AC/DC 컨버터 회로내의 활성부분을 보인다.

모드 1 : ($t_0 - t_1$) 저전압 AC 전류원 I_s 가 출력 커패시터 C_e 를 충전하는 구간이다. 전압 $V_{ab}(t=t_1)$ 는 최대값 V_p 로 충전되며, 이 때 전류원 $I_s(t=t_1)$ 의 크기는 0 [A]이다. 풀브리지 MOSFET 정류기의 S_1 과 S_2 는 턴온 상태이다.

모드 2 : ($t_1 - t_2$) 커패시터 C_e 의 전압 $V_{ab}(t=t_1)$ 가 피크치 V_p 를 갖을 때, MOSFET 스위치 S_N 이 턴오프 상태에서 턴온 상태로 전환되는 기간이다. S_N 의 기생 커패시터 C_N 의 에너지가 임펄스 방전을 한다.

모드 3 : ($t_2 - t_3$) 스위치 S_N 의 턴온이 완료되어, LC_e 공진회로를 구성하며, 이 때 공진주파수 f_R 과 인덕터 전류 $I_L(t)$ 는 식 (3), (4)와 같다.

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_e}} \tag{3}$$

$$I_{L,3}(t) = V_p \sqrt{\frac{C_e}{L}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{LC_e}} t\right) \tag{4}$$

모드 3에서 커패시터 C_e 에 저장된 에너지가 인덕터

L 로 전달되며 모드 3의 기간 ΔT_3 은 식 (5)와 같다.

$$\Delta T_3 = t_3 - t_2 = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC_e} \quad (5)$$

공진주파수 f_R 은 전류원 I_s 의 주파수 f_s 와 비교하여 대단히 크다. 따라서, MOSFET S_N 의 시비율은 대단히 작으며, 이로 인해 MOSFET의 기생 캐패시턴스 C_P , C_N 및 C_R 의 크기는 컨버터의 동작에 영향을 준다. S_N 의 턴온은 $I_L(t=t_2)$ 이 영전류일 때, 턴오프는 $V_{ab}(t=t_3)$ 가 영전압일 때, 스위칭이 이루어지며 공진전류 $I_L(t=t_3)$ 는 최대값을 갖는다.

모드 4 : ($t_3 - t_4$) S_N 이 턴오프되고, S_P 가 턴온하기 위한 Dead-Time 구간에서, 인덕터 전류 I_L 이 MOSFET 기생캐패시터 C_N 과 C_P 에 의해서 분배되는 기간이다. Dead-Time은 MOSFET S_P 와 S_N 에 단락회로 형성과 S_P 의 몸체다이오드 턴온을 방지할 수 있어야 한다.

모드 5 : ($t_4 - t_5$) 스위치 S_P 가 $V_{ab}(t)$ 가 영전압일 때 턴온되어, 인덕터에 저장된 에너지가 배터리 V_b 로 전달되는 충전기간이다. 이 모드는 인덕터 전류 $I_L(t=t_5)$ 가 0[A] 될 때까지 지속된다. $I_L(t)$ 는 식 (6)과 같다.

$$I_{L.5}(t) = \sqrt{V_p^2 + V_b^2} \sqrt{\frac{C_e}{L}} \cos\left(\frac{1}{\sqrt{LC_e}} t + \phi\right) \quad (6)$$

여기서 $\phi = \tan^{-1} \frac{V_b}{V_p}$ 이다. 공진전류 $I_L(t)$ 가 0 [A]에 이르는 시간은 식 (7)과 같다.

$$\Delta T_5 = t_5 - t_4 = \left(\frac{\pi}{2} - \phi\right) \sqrt{LC_e} \quad (7)$$

그리고, 부스터 컨버터의 충전전력 제어가 가능한 운전 조건은 식 (8)과 같다.

$$V_p \leq V_b \quad (8)$$

따라서 $45^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$ 이다.

모드 6 : ($t_5 - t_6$) MOSFET 기생 캐패시터 C_N 과 C_P 에 의해서 인덕터 전류가 분배되는 기간이다. 이 기간에 배터리 V_b 는 방전을 하며, MOSFET S_N 의 기생 캐패시터 C_N 이 충전된다. 이 기간이 길면 MOSFET S_N 의 몸체다이오드가 턴온하게 된다.

모드 7 : ($t_6 - t_7$) MOSFET S_N 을 3상한에서 동작시켜, 배터리로 흐르는 전류를 제거하고, S_N 의 몸체다이오드의 턴온을 방지한다. 모드 7의 기간 ΔT_7 은 식 (9)와 같다.

$$\Delta T_7 = t_7 - t_6 \approx \pi \sqrt{LC_e} \quad (9)$$

모드 8 : ($t_7 - t_8$) MOSFET S_N 이 3상한에서 턴오프한 이후에, MOSFET의 기생 캐패시터 C_N 과 C_P 와 인덕터 L 에 의해 고주파 공진이 이루어진다. MOSFET 풀브리지 정류기 양단의 전압 $V_{ab}(t)$ 의 크기는 전류원 I_s 에 의해 재충전이 되지 않았으므로, 거의 영전압이다. 이 모드는 풀브리지 MOSFET 정류기가 (S_1, S_2)에서 (S_3, S_4)로 스위칭될 때까지 지속된다.

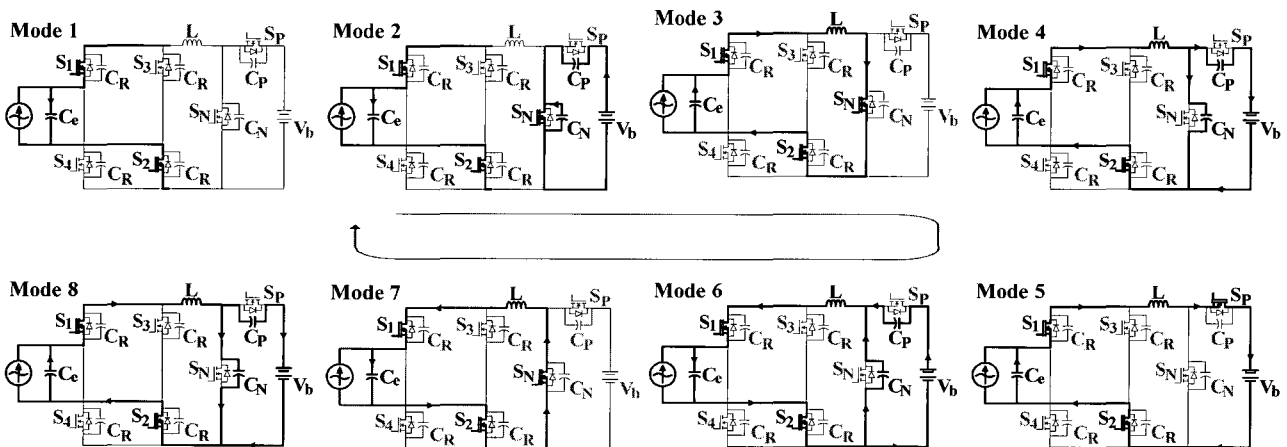


그림 2 AC/DC 공진형 펄스 컨버터 동작모드
Fig. 2 Operational modes of AC/DC resonant pulse converter

그림 3은 컨버터내의 전압 및 전류 파형과, MOSFET S_N 과 S_P 의 턴온/오프와 관련하여 시간 (t_1-t_0)을 확장한 파형이다.

2.3 컨버터에 의해 전달되는 최대전력

시각 t_1 에서 저전압 AC 전류원의 출력 캐패시터에 저장되어있던 에너지 W_C 는 식 (10)과 같다.

$$W_C = \frac{1}{2} C_e V_p^2 \quad (10)$$

MOSFET을 이상적(ideal)인 무손실 소자로 가정하면, 모드 5에서 충전에너지 W_b 는 식 (11)과 같다.

$$\int_0^{\Delta T_s} V_b \cdot I_{L,5}(t) dt = C_e V_b \sqrt{V_p^2 + V_b^2} (1 - \sin \phi) \quad (11)$$

또한 모드 5의 밧테리 충전과정에서 캐패시터 C_e 로 회생되는 에너지 W_{ce} 는 식 (12)와 같다.

$$\int_0^{\Delta T_s} V_{ab}(t) \cdot I_{L,5}(t) dt = \frac{C_e}{2} (V_p^2 + V_b^2) (1 - \sin \phi)^2 \quad (12)$$

공진과정 중에서 일단 밧테리로 전달된 에너지는 모드 7 MOSFET S_N 의 3상한 동작에 의해서, 전류원 I_S 로 회생되지 않는다.

식 (10), (11)에서 압전소자 출력 캐패시터 C_e 의 전압 V_p 로부터, 밧테리에 전달된 에너지 W_b 의 최대값은 $V_p=V_b$ 일 때이다. 이 경우에 W_b 는 시각 t_1 에서 저장된 에너지 W_C 의 약 82.8%이고, 전류원 I_S 로 회생된 에너지 W_{ce} 는 W_C 의 17.2%이다.

4. 출력 제어

본 연구에서 제안한 AC/DC 공진형 펄스 컨버터 시스템은 MOSFET 풀브리지 정류기와 MOSFET 부스트 컨버터의 스위칭을 위한 2개의 제어회로로 구성된다.

정류기의 스위치 제어기는, 저주파 AC 전류원의 출력 캐패시터 C_e 의 전압을 계측하여, AC/DC 정류변환과 영전압 스위칭을 위해서 시각 t_0 에서 게이트신호를 발생한다. 정류기 MOSFET ($S_1 \sim S_4$)는 3상한에서 동작한다.

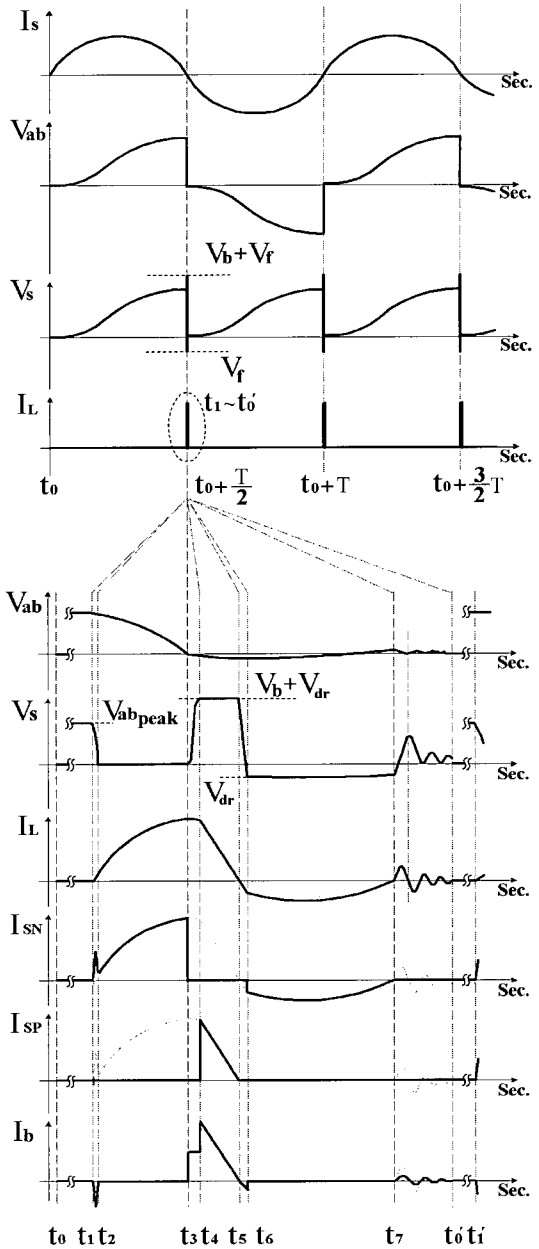


그림 3 컨버터의 전압전류 해석파형
Fig. 3 Analytic waveforms of voltages and currents of the converter

부스트 컨버터의 제어기는 출력 캐패시터 C_e 에 저장된 에너지를 인덕터 L 로 전달하기 위해서, 최대전압 V_p 에서 N형 MOSFET 스위치 S_N 을 1상한 영역에서 턴온($t=t_1$)하고, 인덕터 전류 I_L 의 최대값에서 턴오프($t=t_3$)한다. 계속해서 인덕터 L 에 저장된 에너지를 밧테리 V_b 로 전달하기 위해서, P형 MOSFET 스위치 S_P

를 3상한 영역에서 턴온($t=t_4$)하고, 인덕터 전류 I_L 이 영전류일 때 턴오프($t=t_5$)한다. 또한 회로의 공진으로 스위치 S_N 의 몸체다이오드 턴온을 방지하기 위한 3상한에서의 영전류 스위칭($t=t_6$)이 필요하다.

그림 4는 AC/DC 컨버터의 제어 시스템의 간략한 개념도이다. 제어기는, 컨버터가 동작하여 배터리를 충전할 수 있는 충분한 에너지가 전류원 출력 캐패시터 C_e 에 저장되어 있는지를 판단할 수 있어야 한다.

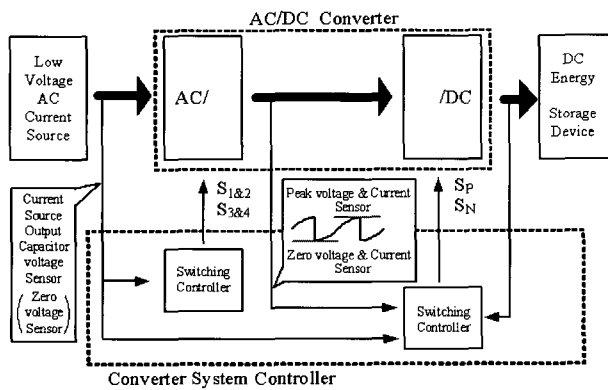


그림 4 컨버터 스위칭 제어기
Fig. 4 Switching controller of the proposed converter

5. 시뮬레이션 및 해석

컨버터의 동작 특성과 설계한 제어기의 동작을 검증하고, 시스템의 효율 추정을 위해서, PSIM 시뮬레이션을 수행하였다. 정류기 스위치 $S_1 \sim S_4$ 의 시비율과 부스트 컨버터의 스위치 S_p 와 S_N 의 시비율에는 큰 차이가 있다. 따라서, 시뮬레이션을 통해서 과도한 양의 데이터가 만들어지므로 결과 처리에 어려움이 있으므로, 전류원의 주파수를 포함하여, 일부 시스템 정수를 수정하여 설정하였다. 표 1은 AC/DC 컨버터 시스템의 시뮬레이션 데이터이다.

표 1 AC/DC 컨버터 시스템 데이터
Table 1 Data of AC/DC converter for energy harvesting

I_p	200 μ A	f_{AC}	31240 Hz
V_b	5 V	C_e	582.6 pF
L	2 μ H	인덕터저항	1 Ω
C_R, C_D, C_D	3 pF	배터리 내부저항	0.1 Ω
MOSFET $R_{ds(On)}$	3 Ω	몸체 다이오드 On 전압	0.7 V

그림 5와 그림 6은 AC/DC 컨버터의 동작과 관련하여 PSIM 시뮬레이션을 수행한 결과 파형이다. 그림 5는 전류원의 출력단 캐패시터 전압 V_{ab} , 정류기 전압 V_{rec} , 인덕터전류 I_L 과 전류원 I_S 의 출력에너지 E_{in} 과 배터리 V_b 로 전달된 에너지 E_{out} 의 파형이다. 그림 5(a)에서 $V_{ab}(t)$ 의 최대값은 약 3.1 [V], 그림 5(c)에서

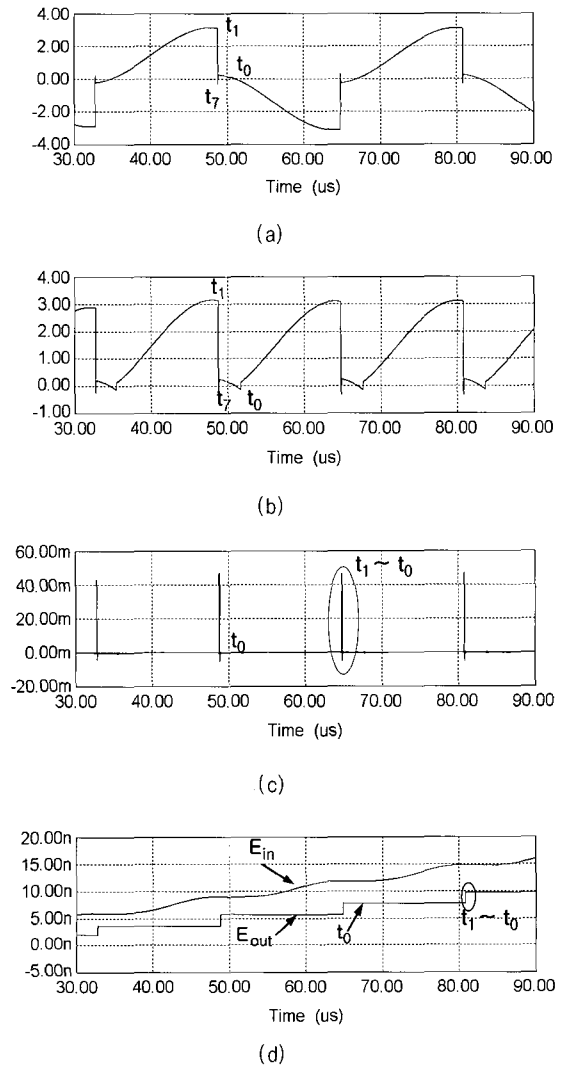


그림 5 AC/DC 컨버터의 시뮬레이션 전류 파형 (a) 출력단 캐패시터 C_e 전압 (b)정류기 출력전압 V_{rec} (c) 인덕터 전류 I_L (d) 전류원 출력에너지 E_{in} 과 배터리 충전에너지 E_{out}

Fig. 5 Simulated Current Waveforms of AC/DC Converter (a) Voltage of the output capacitor of the current source (b) Rectifier voltage (c) Inductor current (d) Supplied energy and harvested energy

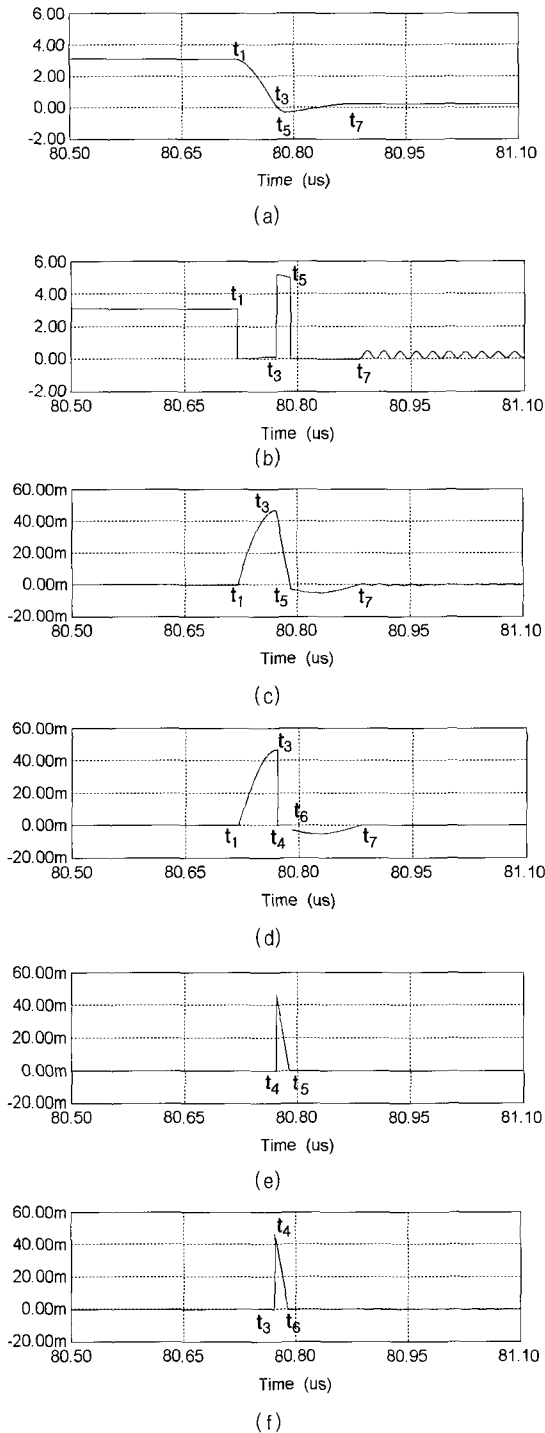


그림 6 시간축을 확장한 AC/DC 컨버터의 시뮬레이션 파형 (a) 정류기전압 V_{rec} (b) MOSFET 드레인전압 V_s (c) 인덕터전류 (d) MOSFET S_N 전류 (e) MOSFET S_P 전류 (f) 배터리전류

Fig. 6 Simulated Current Waveforms of AC/DC Converter in enlarged time scale. (a) V_{rec} (b) V_s (c) I_L (d) I_{S_N} (e) I_{S_P} (f) I_b

공진전류의 최대값은 46.7 [mA], 한주기($t_0 \sim t_0$)는 16.0 [us], 그림 5(c)의 전류 펄스와 관련된 시간 ($t_1 \sim t_0$)는 2.81 [us]이다. 그림 5(b)는 스위치 S_N 및 S_P 의 동작기간에 공진에 의해서 $V_{ab}(t=t_7)$ 의 전압이 양의 값을 갖는다. 전류원 출력전압 $V_{ab}(t=t_0)$ 에서 영전압 값을 가질 때, MOSFET 정류기는 스위칭을 한다. 그림 5(d)는 전류원으로부터 출력된 에너지의 약 68.7 [%]가 펄스파의 형태로 배터리에 전달됨을 보인다.

그림 6은 정류기 전압 V_{rec} , MOSFET S_N 의 드레인 전압, 인덕터전류 I_L , S_N 의 소스전류, S_P 의 소스전류, 배터리 충전 전류 파형이며, 동작모드를 상세하게 관측하기 위해서 그림 5(c)의 $[t_1-t_0]$ 구간을 확대하였다. 스위칭과 관련하여 8개의 동작모드가 존재함을 보인다. 인덕터 L 로 에너지를 전달하는 모드 3은 51.9 [ns], 배터리 충전기간인 모드 5는 17.4 [ns], 스위치 S_P 의 몸체다이오드의 도통기간인 모드 7은 94.3 [ns]이다. 배터리에 모드 4, 5의 $[t_3 - t_5]$ 기간에는 충전전류가, 모드 2의 $[t_1 - t_2]$ 기간 및 모드 6의 $[t_5 - t_6]$ 기간에는 방전전류가 흐른다. 모드 2, 모드 4, 모드 6 및 모드 8은 MOSFET 기생캐패시턴스 C_N 및 C_P 의 영향을 받는다. 모드 4와 모드 6은 스위칭 소자의 단락을 방지하기 위한 데드타임의 크기에 영향을 받으며, 이 기간이 길면, 몸체다이오드가 턴온할 수 있다.

6. 실험

그림 7은 2.13 [mm²]의 넓이에 68개의 입출력 단자를 갖는 CMOS IC Chip으로 구현된 AC/DC 공진형 펄스 컨버터이다^[9].

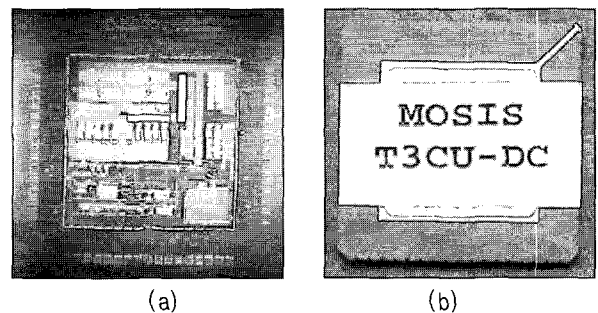


그림 7 IC칩으로 제작된 AC/DC 공진형 펄스 컨버터 (a) Bare Die (b) Packaged IC

Fig. 7 AC/DC Resonant Pulse converter fabricated on Chip (a) Bare Die (b) Packaged IC

실험을 위해서 출력단에는 2[V] 배터리를, 입력전류

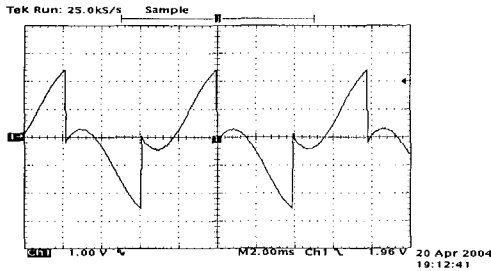
원으로는 주파수 125 [Hz], 출력저항 1.25 [Ω], 최대값 8.85 [μ A]를 갖는 전류원을, 공진용 인덕터는 Coilcraft ME3220 100 [μ H]를 사용하였다. 전류측정을 위해서 Keithley 480 PicoAmmeter를 사용하였다. 그림 8은 측정된 전류원 출력단 전압 V_{ab} , 공진 인덕터 전류 I_L

및 MOSFET S_N 의 드레인 전압이다. 그림 8 (a) V_{ab} 의 파형은 그림 5(a), 그림 8(b)-(c)의 파형은 그림 6(a)-(c)와 일치한다. 입력 전력이 30 [μ W] 일때, 효율 60 [%] 정도로 측정되었다^[9]. IC chip으로 구현된 컨버터 회로의 내부에서 MOSFET 전류 파형의 측정은 불가능하지만, Chip 외부에서 측정이 가능한 전압 및 전류 파형은 시뮬레이션 파형과 일치하였다.

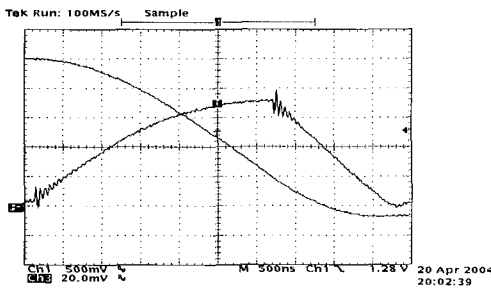
7. 결 론

본 연구는, 압전소자를 이용한 에너지 획득 개념의 구현을 위하여, 새로운 AC/DC 공진형 펄스 컨버터를 제안한다. 압전소자는 출력단에 캐패시터를 갖는 저전압 AC 전류원으로, 그리고 부하는 배터리로 모델링하였으며, 에너지를 전달하는 AC/DC 공진형 펄스 컨버터의 MOSFET 스위칭에 따른 운전 특성을 해석하였다. MOSFET은 이상적인 스위칭소자, 몸체다이오드, 저항 및 기생캐패시터의 조합으로 모델링하였다.

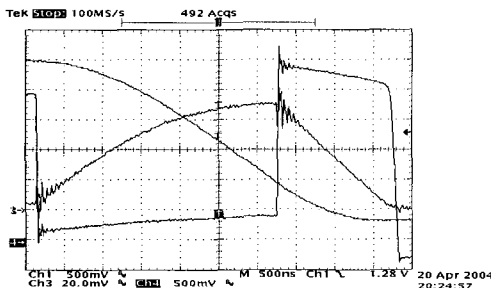
AC 전류원의 반주기마다 8개의 동작모드를 정의하였고, 시뮬레이션에 의해 검증하였다. 또한 본 연구에서 제안한 컨버터 시스템을 CMOS IC chip으로 구현하여 실험을 수행하고, 시뮬레이션 파형과 비교하였다. 본 연구에서 제안한 컨버터는 30 [μ W]에서 60 [%] 정도의 효율을 보였으며, 소용량의 시스템에서 압전소자를 이용한 에너지 획득의 가능성을 보였다.



(a)



(b)



(c)

그림 8 AC/DC 컨버터의 스위칭 구간 $[t_1-t_7]$ 에서의 실험 파형 (a) 1V/div 및 2ms/div으로 측정된 전압 V_{ab} 파형 (b) 시간축 500ns/div에서 500mV/div 및 16mA/div로 측정된 전압 V_{ab} 와 인덕터 전류 I_L 의 파형 (c) 시간축 500ns/div에서 500mV/div 및 16mA/div로 측정된 전압 V_{ab} , 인덕터 전류 I_L 및 스위치 S_N 드레인 전압 V_S .

Fig. 8 Measured waveforms of the converter (a) V_{ab} on 1V/div & 2ms/div (b) V_{ab} (500mV/div) & I_L (16mA/div) on time scale 500ns/div (c) V_{ab} (500mV/div), I_L & I_{S_N} (16mA/div) on time scale 500ns/div

The work was supported by the Korea Research Foundation Grant" (KRF-2003-013-D00047). And the authors would like to thank Mr. ShengWen Xu and Dr. Toshikazu Nishida in Univ. of Florida for their help in the experiment.

참 고 문 헌

[1] Geoffrey K. Ottman, Heath F. Hofmann, Archin C. Bhat, George A. Lesieutre, " Adaptive Piezoelectric Energy Harvesting Circuit for Wireless Remote Power Supply," IEEE transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 5, pp. 669-676, September 2002.

[2] P. Glynn-Jones, S.P. Beeby, N.M. White, "Towards a piezoelectricvibration-powered microgenerator," IEE Proc.-Sci. Meas. Technol., Vol. 148, No. 2, March 2001.

[3] Nathan S. Schenck, Joseph A. Paradiso, " Energy Scavenging with Shoe-Mounted Piezoelectrics," IEEE

- Micro, Vol. 21, pp. 30-42, May-June 2001.
- [4] Anurag Kasyap, Ji-Song Lim, David Johnson, Stephen Horowitz, Toshikazu Nishida, Khai Ngo, Mark Sheplak, Louis Cattafesta, "Energy Reclamation from a Vibrating Piezoceramic Composite Beam," 9th International Congress on Sound and Vibration, ICSV9
- [5] 이정민, 이석, 이정락, 목형수, "압전변압기를 이용한 소형·고효율 AC/DC 컨버터의 특성에 관한 연구", *전력전자학회 논문지*, 제9권, 제2호, pp. 171-177, 2004. 4.
- [6] Stephen Horowitz, Anurag Kasyap, Fei Liu, David Johnson, Toshi Nisida, Khai Ngo, Mark Sheplak, Louis Cattafesta, "Technology Development for Self-Powered Sensors," American Institute of Aeronautics and Astronautics, AIAA Paper-2002-2702, 1st Flow Control Conference, June 24-26, St. Louis, MO.
- [7] Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics- 2nd Ed.," Kluwer Academic Publishers, 2001, ISBN: 0792372700.
- [8] 정교범, "기생성분을 고려한 저전압 AC 전류원 충전회로의 동작모드 해석," *전력전자학회 논문지*, 제10권, 제1호, pp. 70~77, 2005. 5.
- [9] S. Xu, K. Ngo, T. Nishida, G.B. Chung, A. Sharma, "Converter and Controller for Micor-Power Energy Harvesting", Conference Proceedings of IEEE APEC 2005.

저 자 소 개



정교범(鄭教範)

1959년 12월 20일생. 1983년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 Univ. of Florida 졸업(공박). 1992년~1993년 Virginia Tech (Post Doc.). 1993년~1995년 한국전기연구소 선임연구원. 1995년~현재 홍익대 전자전기 컴퓨터공학부 부교수. 당 학회 편집이사.



Khai D.T. Ngo

1957년 4월 30일생. 1979년 California State Polytechnic University, Pomona 전기공학과 졸업. 1980년 California Institute of Technology 전기공학과 졸업(석사). 1984년 California Institute of Technology 전기공학과 졸업(공박). 1984년~1988년 A Technical Staff of General Electric, NY. 1988년~현재 Univ. of Florida 전기공학과 교수.