

기생성분을 고려한 저전압 AC 전류원 충전회로의 동작모드 해석

鄭 敎 範[†]

Analysis of Operational Modes of Charger using Low-Voltage AC Current Source considering the Effects of Parasitic Components

Gyo-Bum Chung

요 약

압전소자를 이용한 마이크로발전기를 모델링한 저전압 AC 전류원으로부터 배터리 충전을 위한 에너지 변환회로를 제안하고, 동작모드를 해석한다. 전체 시스템의 소형화 및 고효율화를 추구하기 위해서, MOSFET 풀브리지 정류기와 부스트 컨버터의 토폴로지를 채택하였다. 제안된 컨버터 시스템의 동작원리 및 동작모드를 스위칭 소자의 기생캐패시턴스를 고려하여 해석하고, 시뮬레이션을 통해 해석결과를 검증하였다.

ABSTRACT

A new converter to transfer energy from a low-voltage AC current source to a battery is proposed. It is focused to find operational modes of the converter. 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 MOSFET rectifier and a MOSFET boost converter in order to make the converter small and efficient. The operational principle and modes of the converter are investigated with the consideration of effects of the parasitic capacitances of MOSFETs and diode. The results are proved with simulation studies using PSIM and Pspice.

Key Words : Parasitic capacitance, Operational modes, Low-voltage AC current source, Battery Charging, MOSFET rectifier, boost converter, PSIM, PSpice

1. 서 론

최근 콘덴서, 압전재료를 이용한 소자, 반도체소자 및 기관 등의 소형·집적화를 통해 전기전자제품의 소형·경량화가 급속히 진행되고 있다. 일부 전기전자제품은 주로 배터리를 이용하여 에너지를 공급받는다. 지속적인 에너지 공급을 위하여, 배터리는 주기적인

충전을 필요로 하며, 충전기와 관련하여 AC/DC 직접 충전방식^[1], 토폴로지^[2] 및 에너지 전달과 데이터 통신의 기능을 동시에 갖는 유도식 충전기^[3] 등과 같은 연구가 수행되었다. 그리고, AC 전원의 에너지를 효율적으로 DC 부하에 전달하는 AC/DC 전력변환장치의 손실을 최소화하기 위하여, 제어방식 개선^[4], 역률 개선^[5] 및 소프트 스위칭 채택^[6]에 관련된 연구가 수행되었다.

저전력 소용량 분야에서는 무선(wireless) 전력공급이 필요한 경우가 많으며, 시스템 주변의 수압변화, 온도차, 소음 또는 진동을 에너지원으로 이용할 수 있다. 특히 소음 및 기계적인 진동에 의한 공명기의 진동과

[†]교신저자 : 정회원, 홍익대 전자전기컴퓨터공학부 부교수
E-mail : gbchung@wow.hongik.ac.kr
접수일자 : 2004. 7. 19 1차 심사 : 2004. 9. 16
2차 심사 : 2004. 10. 14 심사완료 : 2004. 11. 4

압전소자를 이용하여 에너지를 공급하고자 하는 노력이 시도되고 있다.¹⁷⁾ 그러나, 소음, 진동 등의 에너지 발생원들은 시간에 따라 불규칙적으로 변화하고, 이들 에너지원으로부터 이용가능한 전력을 발생시키는 마이크로발전기는 비선형적인 입·출력 특성을 보일 뿐만 아니라, 출력 용량이 매우 작다. 따라서 부하에 최대전력을 공급하기 위해서는, 비선형 전력 발생원의 최대 출력점에서 동작할 필요가 있다.

압전소자를 이용한 마이크로발전기는 출력단에 캐패시터를 갖는 저전압 AC 전류원으로 모델링된다^[7,8]. 본 연구는 소형시스템에 에너지를 무선공급하는 압전소자로부터, 배터리를 충전하기 위한, 소형 스위치 모드 전력변환장치에 대한 연구를 수행한다. 이를 위하여, 스위칭소자의 기생 캐패시터 영향을 고려하여, 컨버터 동작모드를 해석하고, 손실 계산을 수행하였으며, 전원으로부터 최대전력을 부하에 전달하기 위한 동작점을 정의하였다. 해석결과의 검증은 위하여 PSIM 및 PSpice를 이용한 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다.

2. 이상적인 조건에서 동작모드 해석

2.1 토폴로지

그림 1은, 압전소자를 모델링한 저전압 AC 전류원 I_s 로부터 배터리를 충전하기 위한, MOSFET 풀브리지 정류기와 DC/DC 부스트 컨버터로 구성된 AC/DC 컨버터의 토폴로지이다. AC 전류원 I_s 의 최대값은 I_p , 주파수는 f_{AC} 이다. 회로는 MOSFET과 다이오드의 기생 캐패시턴스 C_p , C_R , C_D 및 전류원의 출력 캐패시턴스 C_e 를 포함한다. 전류원 출력단의 전압 $V_{ab}(t)$ 의 피크치 V_p 에서 MOSFET 스위치 S_{MOS} 가 턴온하여, LC_e 공진 회로를 구성하고, 캐패시터 C_e 에 저장된 에너지가 인덕터 L 로 전달된다. 인덕터 L 에 저장된 에너지가 최대 값을 가질 때, S_{MOS} 는 턴오프하며, 에너지는 다이오드를 통하여 배터리 V_b 를 충전시킨다.

소형화를 위하여 출력단에 직류캐패시터가 없는 풀브리지 정류기를 채택하였으며, 인덕터 L 은 가능한 작게 하였다. 공진회로 LC_e 의 공진주파수는 전류원 주파수 f_{AC} 와 비교하여 대단히 크다. 따라서, MOSFET S_{MOS} 의 시비율은 매우 작으며, 이로 인해 컨버터 내의 기생 캐패시턴스가 컨버터의 동작에 영향을 준다. S_{MOS} 의 턴온은 I_L 이 영전류일 때, 턴오프는 $V_{ab}(t)$ 가 영전압일 때, 스위칭이 이루어진다. 다이오드 대신에 MOSFET을 사용한 풀브리지 정류기도 $V_{ab}(t)$ 가 영전압일 때, 스위칭이 이루어져, 일반적인 알려진 영전압·영전류 스위칭에 의한 효율 개선방식이 채택되었다.

2.2 동작모드 해석

컨버터내의 소자는 무손실이고 이상적인 특성을 갖는다고 가정하면, 그림 1에서 MOSFET 기생 캐패시턴스 C_p 와 다이오드 기생 캐패시턴스 C_D 는 무시할 수 있다. 그림 2는 각 동작모드에서 AC/DC 컨버터 회로 내의 활성부분을 보인다.

모드 1 : ($t_0 - t_1$) 저전압 AC 전류원의 출력 캐패시터 C_e 가 충전되는 구간이다. 출력캐패시터 전압은 t_1 에서 최대 V_p 로 충전되며, 이 때 저전압 AC 전류원의 출력 전류 I_s 의 크기는 0 [A]이다. 풀브리지 MOSFET 정류기의 S_1 과 S_2 는 턴온상태이다.

모드 2 : ($t_1 - t_2$) 스위치 S_{MOS} 가 영전류에서 턴오프되고 출력 캐패시터 C_e 에 저장되어 있던 에너지가 인덕터 L 로 전달된다(기생 캐패시터를 고려한 경우 모드 3에 해당된다). t_2 에서 출력캐패시터 C_e 의 전압이 0[V]일 때, S_{MOS} 는 턴오프한다.

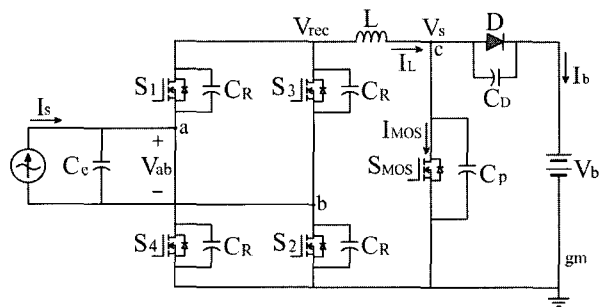


그림 1 저전압 AC 전류원으로부터 배터리 충전을 위한 AC/DC 컨버터 회로도
Fig. 1 Topology of AC/DC Converter for charging the battery from a low Voltage AC current source

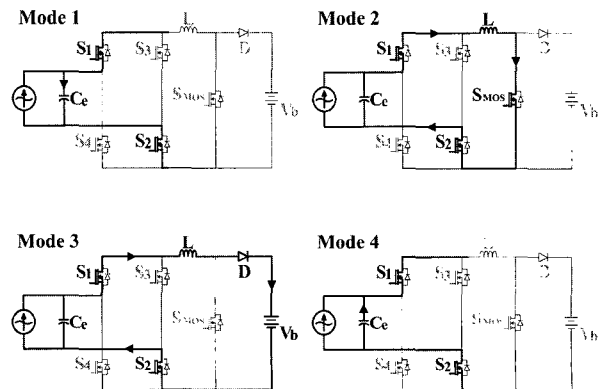


그림 2 이상적인 컨버터 동작 모드
Fig. 2 Operational modes of the ideal converter

모드 3 : ($t_2 - t_3$) 인덕터에 저장된 에너지가 밧데리로 전달되는 충전기간이다. 이 모드는 인덕터 전류가 0[A] 될 때까지 지속된다.(기생 캐패시터를 고려한

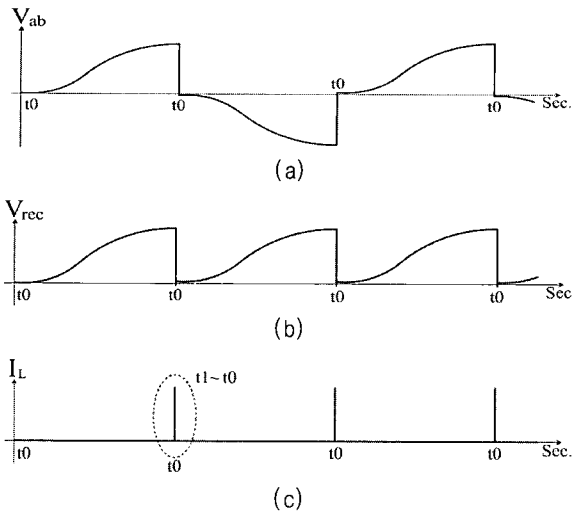


그림 3 이상적인 컨버터의 전류전압 파형. (a) 전류원 출력캐패시터 전압 Vab (b) 정류기 출력전압 Vrec (c) 인덕터전류 IL
Fig. 3 Waveforms of the ideal converter.(a) Output capacitor voltage Vab (b) Rectifier voltage Vrec (c) Inductor current IL

경우 모드 7에 해당된다)

모드 4 : ($t_3 - t_0$) 풀브리지 MOSFET 정류기의 (S_1, S_2)가 t_0 에서 (S_3, S_4)로 스위칭할 때까지 지속된다. 기생 캐패시터를 고려한 경우 모드 10에 해당되며, 이 때, $V_{ab}(t)$ 는 영전압이다.

그림 3은 MOSFET S_{MOS} 의 주기적인 스위칭과 관련된 컨버터 내의 전압과 전류의 해석적 파형이다. 그림 4는 그림 3 점선부분인 MOSFET S_{MOS} 의 스위칭 구간을 확대한 파형이다.

2.3 밧데리 충전 에너지

MOSFET, 다이오드가 이상적(ideal) 소자이고, 무손실 회로로 가정하면, 모드 2 공진전류는 식 (1)과 같다.

$$i_2(t) = V_p \sqrt{\frac{C_e}{L}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{LC_e}} t\right) \quad (1)$$

출력캐패시터 C_e 의 전압 $V_{ab}(t)$ 가 0[V], 그리고 공진 전류가 최대값에 이르는 시간은 식 (2)와 같다.

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC_e} \quad (2)$$

또한, 모드 3에서 공진전류는 식 (3)과 같다.

$$i_3(t) = \sqrt{V_p^2 + V_b^2} \sqrt{\frac{C_e}{L}} \cos\left(\frac{1}{\sqrt{LC_e}} t + \phi\right) \quad (3)$$

여기서 $\phi = \tan^{-1} \frac{V_b}{V_p}$ 이다. 부스터 컨버터의 충전전력 제어가 가능한 운전 조건은 식 (4)와 같다.

$$V_p \leq V_b \quad (4)$$

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

모드 3에서 공진전류 I_L 이 0 [A]에 이르는 시간은 식 (5)와 같다.

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

충전에너지 W_b 는 식 (6)과 같다.

$$\int_0^{\Delta t_3} v_b \cdot i_3(t) dt = C_e V_b \sqrt{V_p^2 + V_b^2} (1 - \sin\phi) \quad (6)$$

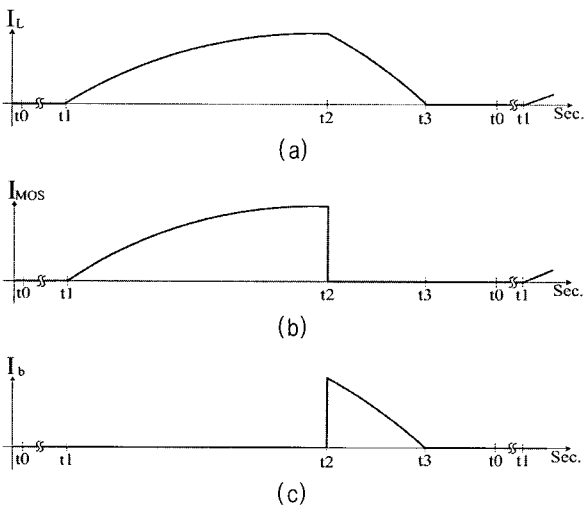


그림 4 이상적인 컨버터의 그림3 (c)의 점선부분을 확장한 전류 파형. (a) 인덕터전류 IL, (b) MOSFET 전류 (c) 밧데리 충전 전류
Fig. 4 Voltage and current waveforms of the ideal converter. (a) Inductor current IL, (b) MOSFET current IMOS (c) Battery current Ib

모드 3 밧데리 충전과정에서 캐패시터 C_e 로 회생되는 에너지 W_{ce} 는 식 (7)과 같다.

$$\int_0^{\Delta t_3} v_{ce}(t) \cdot i_3(t) dt = \frac{C_e}{2} (V_p^2 + V_b^2) (1 - \sin \phi)^2 \quad (7)$$

시각 t_1 에서 저전압 AC 전류원의 출력 캐패시터에 저장되어있던 에너지 W_C 는 식 (8)과 같다.

$$W_C = \frac{1}{2} C_e V_p^2 \quad (8)$$

따라서, 식 (4), (6)에서 출력캐패시터 C_e 의 최대전압 V_p 로부터 이용할 수 있는 충전에너지 W_b 의 최대값은 약 82.8%이고, 전류원으로 회생된 에너지 W_{ce} 는 17.2%이다.

2.4 최대 충전 조건

전류원으로부터 밧데리를 최대충전하기 위한 조건은 모드 3에서 회생되는 에너지 $W_{ce}=0$ 인 경우이고, 전류원 출력 캐패시터에 저장된 에너지의 100%가 밧데리로 전달된다. 식 (9)는 비선형방정식 $W_{ce}(\Delta t_m) = 0$ 을 만족하는 임의의 시간 Δt_m 을 구하는 조건식이다.

$$W_{ce}(\Delta t_m) = \int_0^{\Delta t_3(\Delta t_m)} v_{ce}(\tau) i_3(\tau) d\tau = 0 \quad (9)$$

최대전력전달을 위해서, 모드 2 구간은 식 (2)의 Δt_2 가 아니라, 식 (9)의 Δt_m 에서 끝나며, Δt_m 은 수치해석 방법을 사용하여 구할 수 있다.

3. 기생소자를 고려한 동작모드 해석

3.1 동작모드 해석

MOSFET은 이상적 스위치, 스위칭 소자에 병렬연결된 기생 캐패시터 및 0.7[V]에서 턴온되는 역방향 다이오드로 모델링하였으며, 다이오드는 0.7[V]에서 턴온되는 이상적인 다이오드와 직렬연결된 저항 및 병렬연결된 캐패시터로 모델링하였다. 그림 5는 각 동작모드에서 AC/DC 컨버터 회로내의 활성부분을 보인다.

모드 1 : ($t_0 - t_1$) 저전압 AC 전류원의 출력 캐패시터 C_e 가 충전되는 구간이다. 전압 $V_{ab}(t)$ 는 최대값 V_p 로 충전되며, 이 때 전류원 I_s 는 영점을 지난다. 풀브리지 MOSFET 정류기의 S_1 과 S_2 는 턴온상태이다.

모드 2 : ($t_1 - t_2$) MOSFET 스위치 S_{MOS} 가 턴오프 상태에서 턴온상태로 전환되는 기간이다. S_{MOS} 의 기생 캐패시터 C_p 의 에너지가 방전한다.

모드 3 : ($t_2 - t_3$) S_{MOS} 가 턴오프되고 출력 캐패시터 C_e 에 저장되어 있던 에너지가 인덕터 L 로 전달된다.

모드 4 : ($t_3 - t_4$) S_{MOS} 가 턴오프되는 과정에서, 인덕터 전류 I_L 이 MOSFET 기생캐패시터 C_p 와 다이오드 기생 캐패시터 C_D 에 분배되는 기간이다.

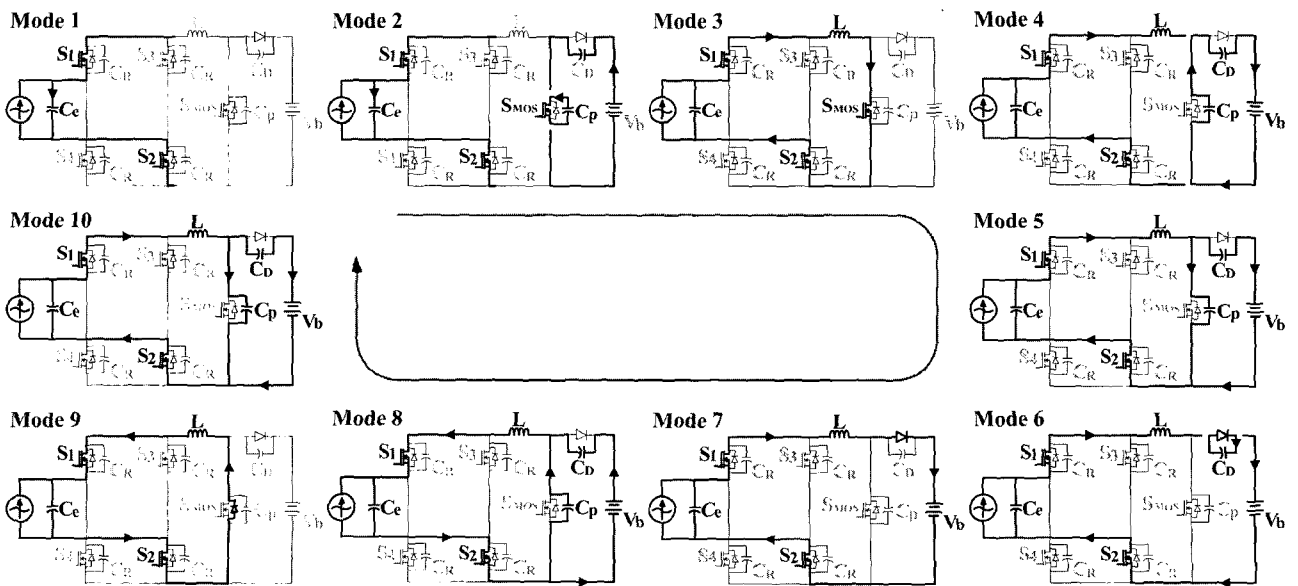


그림 5 AC/DC 컨버터 동작모드
Fig. 5 Operational modes of AC/DC Converter

모드 5 : ($t_4 - t_5$) 다이오드 기생캐패시터 C_D 가 분배된 인덕터 전류에 의해서 다이오드 턴온전압 $0.7[V]$ 까지 충전되는 기간이다.

모드 6 : ($t_5 - t_6$) MOSFET 기생캐패시터 C_p 에 흐르는 전류가 $0[A]$ 로, 다이오드전류의 크기가 인덕터 전류의 크기와 같아지는 기간이다.

모드 7 : ($t_6 - t_7$) 인덕터에 저장된 에너지가 밧데리로 전달되는 충전기간이다. 이 모드는 인덕터 전류가 $0[A]$ 될 때까지 지속된다.

모드 8 : ($t_7 - t_8$) MOSFET 및 다이오드의 기생 캐패시터와 인덕터에 의해 고주파 공진이 이루어지며, 이 때 MOSFET S_{MOS}의 드레인-소스 사이의 기생캐패시터 C_p 가 충전된다. 이 모드는 MOSFET 역방향 다이오드가 턴오프될 때까지 지속된다.

모드 9 : ($t_8 - t_9$) MOSFET 역방향 다이오드가 턴오프된 후에 공진전류가 $0[A]$ 될 때까지 지속된다.

모드 10 : ($t_9 - t_0$) MOSFET 몸체 다이오드가 턴오프된 이후에, MOSFET 및 다이오드의 기생 캐패시터와 인덕터 L 에 의해 고주파 공진이 이루어진다. 풀브리지 MOSFET 정류기가 (S_1, S_2)에서 (S_3, S_4)로 스위칭할 때까지 지속된다.

그림 6은 MOSFET S_{MOS}의 스위칭 순간에 발생하는 각 모드에서의 인덕터, MOSFET 스위치 및 밧데리에 흐르는 전류의 해석파형이며, 그림 3(c)와 그림 4에 대응한다.

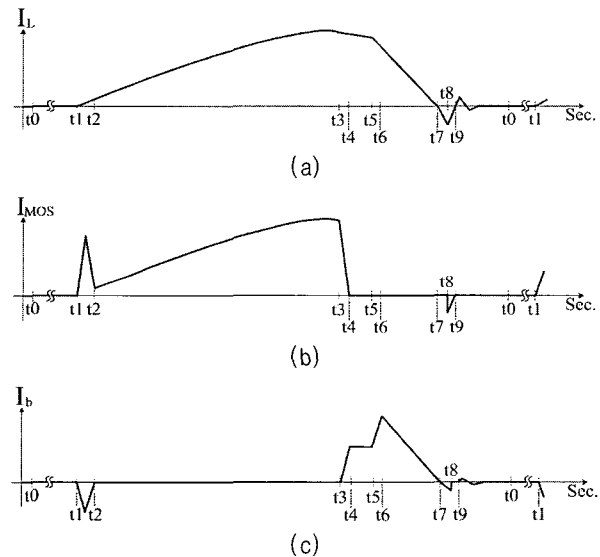


그림 6 AC/DC 컨버터의 전류 파형 (a) 인덕터 전류 (b) MOSFET 드레인전류 (c) 밧데리 전류

Fig. 6 Current Waveforms of AC/DC Converter (a) Inductor current (b) MOSFET drain current (c) Battery current

3.2 손실계산

각 동작모드에서 발생하는 에너지 손실분 $W_{L,n}$ 은, 회로내의 각 소자에 존재하는 저항성분에 의한 에너지 손실 $W_{R,n}$ 과, 반도체소자의 턴온 전압에 의한 스위칭 성분 $W_{S,n}$ 에 의한다.

$$W_{R,n} = \int_{t_{(n-1)}}^{t_n} i_n^2(t) \cdot R_n \cdot dt \quad (10)$$

$$W_{S,n} = \int_{t_{n-1}}^{t_n} V_{in} \cdot i_n(t) \cdot dt \quad (11)$$

여기서, $i_n(t)$, R_n , V_{in} 은 각 동작모드에서의 전류, 등가저항 및 턴온스위치의 순방향 전압강하이다. 손실계산을 위해서 각 모드의 초기조건과 최종조건을 만족하는 비선형 전압·전류 방정식의 해를 구해야한다.

3.3 밧데리 충전 조건

AC/DC 전력변환 과정에 존재하는 각 운전 모드에서 발생한 손실 에너지 W_{Ls} 는 식 (12)와 같다.

$$W_{Ls} = \sum_1^{10} (W_{R,n} + W_{S,n}) \quad (12)$$

밧데리 충전을 위해서 식 (13)을 만족해야한다.

$$W_C > W_{Ls} \quad (13)$$

4. 출력 제어

본 연구에서 제안한 AC/DC 컨버터 시스템은 풀브리지 MOSFET 정류기와 부스트 컨버터의 스위칭 제어회로가 필요하다. 컨버터 시스템의 제어기는, 저주파 AC 전류원의 출력 캐패시터 C_e 의 전압을 계측하여 AC/DC MOSFET 정류기를 스위칭하고, 최대전압 V_p 에서 DC/DC 컨버터의 MOSFET 스위칭을 위한 피크 전압 센서와 영전압 센서가 필요하다. 또한 제어기는, 컨버터가 동작하여 밧데리를 충전할 수 있는 충분한 에너지가 전류원 출력 캐패시터 C_e 에 저장되어 있는지를 판단할 수 있어야 한다.

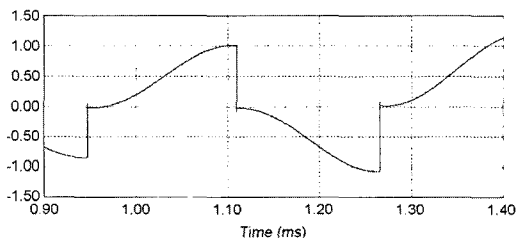
전원으로부터 밧데리로 최대전력을 전달하기 위해서는 최대전력전달제어기가 필요하다. 일반적으로 인덕터 L 에 최대에너지가 전달되었을 때 스위치 S_{MOS}를 턴오프한다.

5. 시뮬레이션 및 검증

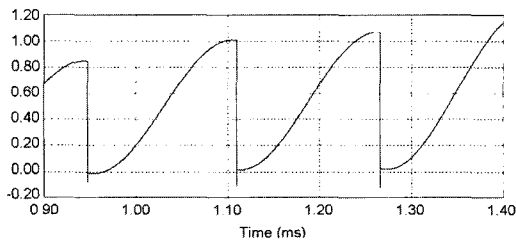
컨버터의 동작 모드 해석을 검증하기 위해서, PSIM 및 PSpice 시뮬레이션을 수행하였다. 표 1은 AC/DC 컨버터 시스템의 데이터이다. PSpice 시뮬레이션을 위해서 MOSFET 소자는 Phillips BSS83 데이터(PSpice Level 3)를 이용하였다.

표 1 AC/DC 컨버터 시스템 데이터
Table 1 Data of AC/DC converter for the battery charging

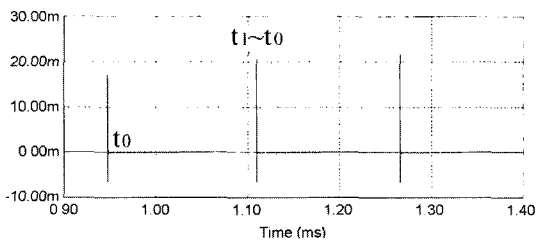
I_p	4 μ A	f_{AC}	3124 Hz
V_b	2 V	C_e	582.6 pF
L	1 μ H	인덕터저항	1 Ω
C_R, C_p, C_D	3 pF	Duty	0.025 %
MOSFET $R_{ds} (On)$	3 Ω	배터리 내부저항	0.5 Ω



(a)



(b)



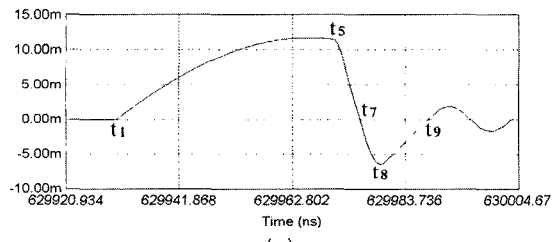
(c)

그림 7 AC/DC 컨버터의 시뮬레이션 전류 파형 (a) 출력단 캐패시터 전압 (b)정류기출력전압 (c) MOSFET 전류
Fig. 7 Simulated Current Waveforms of AC/DC Converter (a) voltage of the output capacitor of the current source (b)rectifier voltage (c)MOSFET drain current

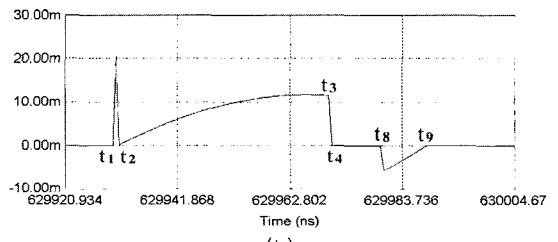
모드해석을 이용한 손실 계산 결과는 출력단 캐패시터 전압 0[V]에서 모드 3이 끝나는 경우, 컨버터 효율은 37.4%이며, 모드 3, 모드 7, 모드 9에서 주로 손실이 발생한다. 인덕터 전류가 최대일 때 모드 3이 끝나는 경우는 컨버터 효율은 42%로 증가한다.

그림 7과 그림 8은 AC/DC 컨버터의 동작과 관련하여 PSIM 시뮬레이션을 수행한 결과 파형이다. 그림 7은 전류원의 출력단 캐패시터 전압 V_{ab} , 정류기 전압 V_{rec} , MOSFET S_{MOS} 전류이다.

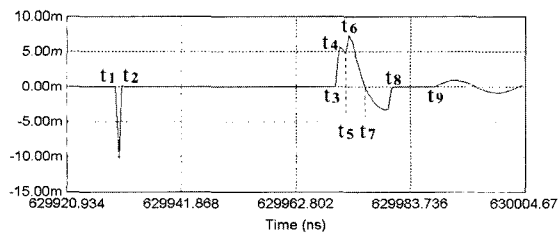
그림 8은 인덕터, MOSFET 드레인 및 배터리 충전 전류 파형이며, 동작모드를 상세하게 관측하기 위해서 그림 7(c)의 $[t_1-t_9]$ 구간을 확대하였다. MOSFET S_{MOS} 의 스위칭과 관련하여 10개의 동작모드가 존재함을 보인다. 배터리에 모드 4, 5, 6, 7의 $[t_3 - t_7]$ 기간에는 충전전류가, 모드 2의 $[t_1 - t_2]$ 기간 및 모드 8의 $[t_7 - t_8]$ 기간에는 방전전류가 흐른다. 모드 2, 모드 4, 모드 5, 모드 6 및 모드 8은 MOSFET C_p 와 다이오드는 기생 캐패시터 C_D 의 영향을 받는다.



(a)



(b)



(c)

그림 8 AC/DC 컨버터의 시뮬레이션 전류 파형 (a) 인덕터 전류 (b) MOSFET 스위치 전류 (c) 배터리전류
Fig. 8 Simulated Current Waveforms of AC/DC Converter (a) Inductor current (b)MOSFET switch current (c)Battery current

그림 9는 인덕터, MOSFET 드레인 및 배터리 충전 전류의 PSpice 파형이며, 동작모드를 상세하게 관측하기 위해서 $[t_1-t_9]$ 구간을 확대하였다. PSpice 출력파형에서는 모드 5의 존재를 확인하기가 어렵고, 전류의 최대치가 감소하였다. 그러나, 동작모드는 해석 결과와 거의 일치함을 보인다.

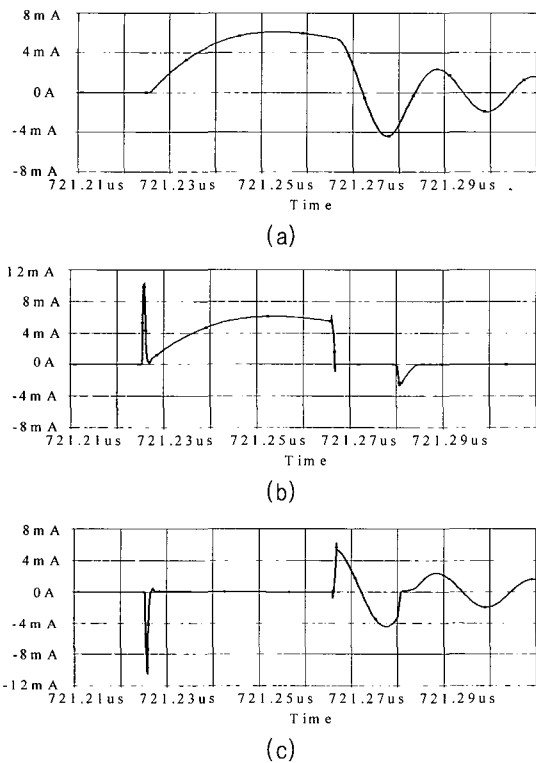


그림 9 AC/DC 컨버터의 시뮬레이션 전류 파형 (a) 인덕터 전류 (b) MOSFET 스위치 전류 (c) 배터리전류

Fig. 9 Simulated Current Waveforms of AC/DC Converter (a) Inductor current (b) MOSFET switch current (c) Battery current

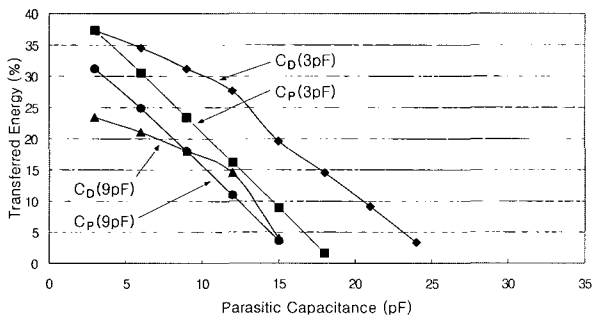


그림 10 기생캐패시턴스 변화에 대한 배터리 충전에너지
Fig. 10 Charging energy versus the parasitic capacitance

그림 10은 모드 해석 및 손실계산을 이용하여, 다이오드 C_D 를 3[pF] 또는 9[pF]에 고정시켜놓고, MOSFET C_P 를 3[pF]에서 30[pF]까지 증가시킨 경우와 MOSFET C_P 를 3[pF] 또는 9[pF]에 고정시켜놓고, 다이오드 C_D 를 3[pF]에서 30[pF]까지 증가시킨 경우에 배터리로 전달된 에너지의 계산 값이다. MOSFET C_P 보다 다이오드 C_D 가 컨버터 효율에 더 나쁜 영향을 미친다. 기생캐패시턴스가 충분히 작아야 제안된 컨버터는 에너지를 배터리에 전달한다.

6. 결 론

본 연구는, 출력단에 캐패시터를 갖는 저전압 AC 전류원으로부터 배터리에 에너지를 전달하는, AC/DC 전력변환기의 MOSFET 스위칭에 따른 운전모드 해석을 수행하였다. MOSFET과 다이오드는 이상적인 스위칭소자와 전압원, 저항 및 기생캐패시터로 모델링하였으며, Pspice 시뮬레이션에서는 Level 3 모델데이터를 사용하였다. AC/DC 전력변환기는 AC전류원의 반주기마다 10개의 동작모드가 존재하며, 시뮬레이션에 의해 검증하였다.

모드해석을 통하여, 기생캐패시터와 배터리로 전달된 에너지와의 관계를 해석하였다. MOSFET과 다이오드의 기생정전용량은, 개별 동작모드의 지속시간과 AC 전류원으로부터 DC 배터리로 전달되는 에너지에 영향을 준다.

본 연구 결과는 향후 진행될 실험에 대한 설계자료로 이용될 것이며, 최대 전력전달을 위한 운전조건에 대한 연구가 계속되어야 할 것이다.

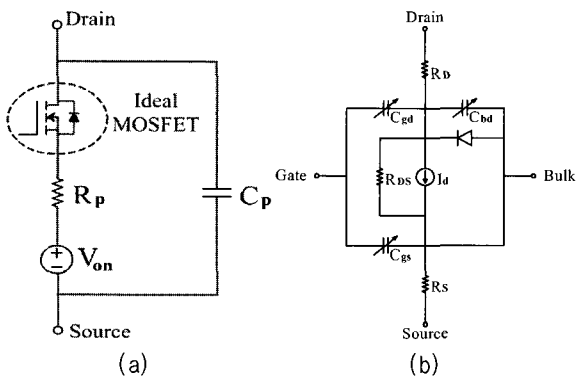
이 논문은 2003년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음. (KRF-2003-013-D00047)

참 고 문 헌

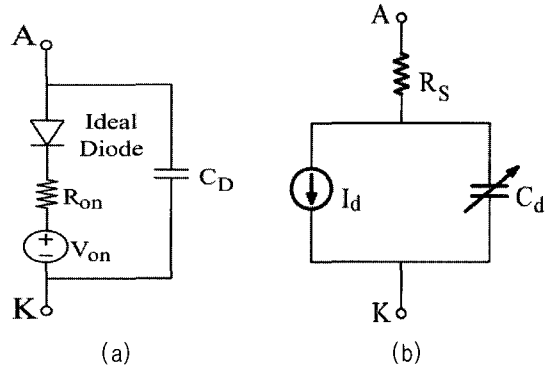
[1] N.K. Poon, B.M.H. Pong, C.K. Tse, "A constant-power battery charger with inherent soft switching and power factor correction," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.18, Issue 6, Nov. 2003, pp.1262~1269.
[2] N.H. Kutkut, D.M. Divan, D.W. Novotny, R.H. Marion, "Design considerations and topology selection for a 120-kW IGBT converter for EV fast charging," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.13, Issue 1, Jan. 1998, pp.169~178.

- [3] J. Hirai, Tae-Woong Kim, A. Kawamura, "Study on intelligent battery charging using inductive transmission of power and information," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.15, Issue 2, March 2000, pp.335~345.
- [4] R. Oruganti, M. Palaniapan, "Inductor voltage control of buck-type single-phase AC-DC converter," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.15, Issue 2, March 2000, pp.411~416.
- [5] M. Tou, K. Al-Haddad, G. Olivier, V. Rajagopalan, "Analysis and design of single-controlled switch three-phase rectifier with unity power factor and sinusoidal input current," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.12, Issue 4, July 1997, pp.608~614.
- [6] Hyun Chil Choi, Myung Joong Youn, "A soft-switched high-frequency resonant rectifier and characteristics of the controlled system," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.12, Issue 1, Jan. 1997, pp.161~172.
- [7] G.K. Ottman, H.F. Hofmann, A.C. Bhatt, G.A. Lesieutre, "Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.17, Issue 5, Sept. 2002, pp.669~676.
- [8] 이정민, 이석, 이정락, 목형수, "압전변압기를 이용한 소형·고효율 AC/DC 컨버터의 특성에 관한 연구," 전력전자학회 논문지, 제9권, 제2호, pp. 171~177, 2004. 4.

부 록



부록그림 1 MOSFET 스위치 모델 (a) 해석 및 PSIM (b) PSpice Model (Level 3)
 App.Fig. 1 Model of MOSFET Switch (a) Analysis and PSIM (b) PSpice Model of Level3



부록그림 2 다이오드 모델 (a)해석 및 PSIM (b) PSpice Model (Level 3)
 App.Fig. 2 Model of Diode (a) Analysis and PSIM (b) PSpice Model of Level3

저 자 소 개



정교범(鄭敎範)

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