

무접점 배터리 충전 장치용 Half-Bridge 직렬 공진 컨버터 분석 및 설계

김창균\*, 유정식\*, 박종후\*, 조보형\*  
 서울대학교 전기공학부\*

서동현\*\*  
 삼성전기 종합연구소\*\*

Analysis and Design of Half-Bridge Series Resonant Converter for Non-Contact Battery Charger

Chang-Gyun Kim\*, Jung-Sik You\*, Jong-Hu Park\*, Bo-Hyung Cho\*  
 Seoul National University\*

Dong-Hyun Seo\*\*  
 Samsung Electro-mechanics Co.Ltd\*\*

**Abstract** - A non-contact battery charger which transfers energy using magnetic field without any electrical contacts is designed using half-bridge series resonant converter. This converter utilizes series resonance to reduce the undesirable effect of large leakage inductance of the non-contact transformer and ZVS operation can reduce switching losses. In this paper, analysis and design procedure of half-bridge series resonant converter with non-contact transformer is presented. Input voltage is 85VAC ~ 270VAC, output voltage and current is 4.1V and 800mA, respectively. Furthermore, a method for calculating the secondary current of the transformer to control battery charging current in constant current charging mode which is required for lithium-ion battery is proposed and the performance is verified from experiments.

2. Half-Bridge 직렬 공진 컨버터

2.1 무접점 변압기의 문제점

무접점 변압기는 1절에서 언급한 바와 같이 누설 자속에 의해 에너지 전달의 비효율성을 야기시킨다. 그림1에 무접점 변압기의 등가회로를 나타내었다. 이 무접점 변압기의 커플링 계수(k)는 0.57로 이 경우 자화 인덕턴스(Lm)는 3.92mH인데 누설 인덕턴스(L1)가 2.95mH로 크기가 비슷하다.

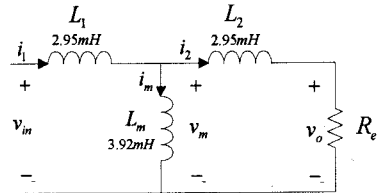


그림 1 무접점 변압기 등가회로

이렇게 자화 인덕턴스가 누설 인덕턴스에 비해 상대적으로 작아지게 되면 자화 전류(im) 및 변압기 1차측 전류(i1)가 필요 이상으로 커지기 때문에 효율이 낮아진다. 부하가 요구하는 만큼의 전류가 2차측으로 흐를 때 자화 인덕턴스가 작기 때문에 자화 전류가 2차측 전류와 비슷한 크기 만큼 흐르게 되고 이 두 전류를 합한 만큼의 전류가 변압기 1차측으로 흐르게 된다.

필요 이상으로 증가한 자화 전류는 변압기의 코어 손실, gap 손실 등을 증가시키며 증가한 변압기 1차측 전류는 충전기 내부에 존재하는 스위치, 변압기 1차측 권선 등을 통해 흐르며 도통 손실, 스위칭 손실 등을 증가시킨다. 따라서 충전기의 효율을 높이기 위해서는 이러한 문제를 극복하여야 한다.

2.2 Half-Bridge 직렬 공진 컨버터 분석

2.1절에서 언급한 누설 인덕턴스의 영향을 줄이기 위해서 변압기 양단의 누설 인덕턴스에 직렬로 공진 커패시터를 연결하여 에너지 전달의 효율성을 높일 수 있다 [1]. 그러나 변압기 2차측(전화가 내부)의 공진 커패시터의 부피 문제로 휴대폰 응용에서는 변압기 1차측에만 직렬로 공진 커패시터를 사용하는 Half-Bridge 직렬 공진 회로를 사용하고 변압기 2차측 누설 인덕턴스를 출력 필터 인덕터 대신 활용하여 부피를 줄일 수 있다.

그림2에 회로도를 나타내었는데 변압기 1차측에는 2개의 정류 커패시터, 2개의 MOSFET, 1개의 공진 커패시터 만을 사용하며 변압기 2차측에는 1개의 센터 탭 정류 다이오드와 출력 필터 커패시터 만을 사용하여 에너지를 전달한다.

그림2와 같은 S1, S2의 게이트 신호에 의해 v1와 같은 구형파 전압이 변압기에 인가되고 공진 회로를 통해 i1과 같은 사인파 전류가 변압기로 흐른다. 정류 다이오드를 통해 정류되어 DC 출력 전압이 만들어지고 배터

1. 서 론

최근 무선 전화기, 휴대폰, 전기 면도기 등 소형 전자 제품에 배터리를 내장하여 사용하는 경우가 늘고 있다. 내장된 배터리를 충전하는 방법으로 도체를 이용하여 전기적 접촉점을 통해 에너지를 전달하는 방법을 주로 사용한다. 그러나 이러한 접촉식 충전방법은 접촉 불량으로 인한 고장이 많이 발생하며 습기가 많은 환경에서는 사용하기 힘든 단점이 있다. 본 논문은 접촉식 충전기의 단점을 해결하기 위하여 전기적 접촉점 없이 자기장을 이용하여 에너지를 전달하는 무접점 충전기에 관한 연구를 수행하였다.

자기장을 이용하여 에너지를 전달하기 위해 무접점 변압기를 사용하는데 보통의 컨버터에서 사용하는 변압기와 다른 점은 변압기 1차측은 충전기 내부에, 2차측은 피충전기 내부에 존재하여 양측이 공간적으로 분리되며 그 사이에 충전기의 케이스와 피충전기(전화기) 케이스가 존재하고 그 두께 만큼의 공극을 변압기가 가져야 한다는 점이다. 휴대폰 전화기에 내장될 수 있는 작은 변압기를 사용하여 충전기와 피충전기의 두께 합에 해당하는 약 3mm의 공극을 주게 되면 변압기의 결합 계수(k)는 약 0.5정도로 낮아지게 되며 누설 인덕턴스가 자화 인덕턴스와 비슷한 정도로 커져서 에너지 전달의 비효율성을 야기시킨다.

본 논문은 무접점 변압기의 단점을 극복하고 에너지를 효율적으로 전달하기 위하여 Half-Bridge 직렬 공진 컨버터를 사용하였다. 2절에서는 이 컨버터를 분석하고 설계하며 3절에서는 배터리 충전시 필요한 정전류 기능을 수행하는 방법을 제시한다. 4절에서는 실험 결과를 통해 성능을 확인한다.

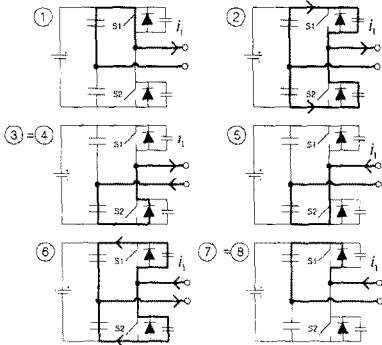
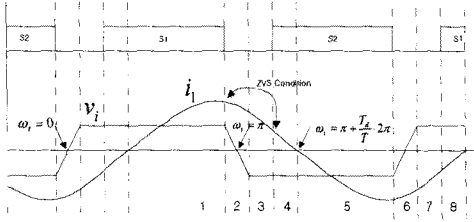
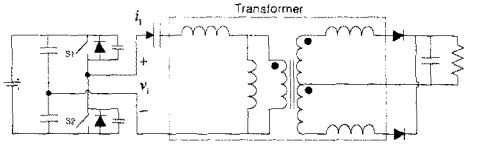


그림 2 Half-Bridge 직렬 공진 컨버터

리를 충전한다.

그림2에 각 구간에서의 동작 모드를 자세히 분석하였다. ① 구간에서는 S1이 켜져서 부하 전류를 흘리고 있다가 ② 구간에서 S1을 끄면  $i_1$ 은 S2 병렬 커패시터를 방전, S1의 병렬 커패시터를 충전시키며 흐른다. S2 전압이 영이 되면(S1 전압이  $V_{in}$ 이 되면) ③모드로 바뀌어  $i_1$ 이 S2의 병렬 다이오드를 통해 전류가 흐르고 S2의 전압은 영 상태를 유지한다. 그 후  $i_1$ 이 음으로 방향을 바꾸기 전에 S2를 켜게 되면 S2는 영전압 스위칭(ZVS)이 실현되며 ④모드를 유지한다.  $i_1$ 이 방향을 바꾸어 음이 되면 ⑤모드로 전환되며 전류는 S2를 통해서 흐른다. ⑤~⑧의 모드 전환은 S2에서 S1으로의 전환으로 위에서 설명한 것과 동일하다. 영전압 스위칭이 실현되기 위해서는 ①에서 ②로 바뀔 때의  $i_1$ 의 에너지가 MOSFET의 병렬 커패시터를 충, 방전 시키기에 충분해야 하며  $i_1$ 이 방향을 바꾸기 전에 S2의 게이트 신호를 주어야 한다.

### 2.2.1 전압 이득 (Voltage Gain)

Half-Bridge 직렬 공진 컨버터의 전압 이득은 그림3의 등가 회로를 통해 구할 수 있다. 입력단에서는 2개의 MOSFET에 의해 만들어진 진의 기본파 성분만을 고려하였고(공진 회로를 통해 전달되므로) 출력단의 정류 다이오드와 필터 커패시터는 등가저항( $R_e$ )으로 대신하였다[2]. 그림3의 등가회로를 사용하면 식(1)과 같이 전압이득(M)을 구할 수 있다. 계산 결과는 식(2)와 같이 나타난다.

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{\pi}{4} V_{o,peak}}{2 \cdot \frac{\pi}{4} V_{i,peak}} = \frac{V_{o,peak}}{2V_{i,peak}} \quad (1)$$

$$= \frac{1}{2} \left| \frac{Z_m // Z_2}{Z_1 + Z_m // Z_2} \right| \cdot \left| \frac{Re}{j\omega L_2 + Re} \right|$$

$$M = \frac{1}{2N} \left[ \left( \frac{Q \omega_N}{k} \left( 1 - \frac{1}{\omega_N^2} \right) \right)^2 + \left( \frac{1}{k} - \frac{1-k^2}{k} \frac{1}{\omega_N^2} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2)$$

where:  $Q = \frac{\omega_o L_e}{Re}$ ,  $\omega_N = \frac{\omega}{\omega_o}$ ,  $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_e C_n}}$   
 $L_e = L_1 + L_m // L_2 = (1+k) L_1$

### 2.2.2 전류 이득 ( $I_1/I_2$ )

변압기 2차측으로 흐르는 전류의 피크값( $I_2$ )에 대한 변압기 1차측 전류의 피크값( $I_1$ )의 비를 전류이득으로 정의한다. 전류이득이 크면 같은 부하 전류를 공급할 때 변압기 1차측 전류가 커진다는 것을 의미하며 앞서 언급한 바와 같이 효율이 낮아지게 된다. 따라서 효율을 높이기 위해서는 전류이득을 낮게 만들어야 하며 이를 고려하여 설계하여야 한다.

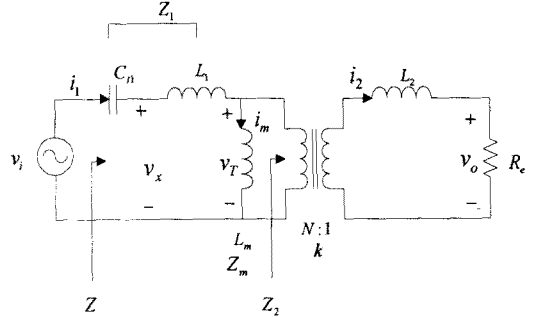


그림 3 Half-Bridge 직렬 공진 컨버터 등가회로

전류 이득을 계산하기 위한 등가회로는 그림3와 같으며 식(3)과 같이  $i_2$ 를 가정하고  $i_m$ 을 계산한 후 두 전류의 합으로  $i_1$ 을 계산할 수 있다. 계산 결과는 식(4)와 같으며  $Q$ ,  $\omega_N$ 은 식(2)에서와 같이 정의한다.

$$i_2 \triangleq I_2 \sin(\omega t)$$

$$v_r = \frac{Z_2}{N} i_2$$

$$i_m = \frac{v_r}{Z_m} = \left| \frac{Z_2}{N Z_m} \right| I_2 \sin(\omega t) \quad (3)$$

$$i_1 = i_m + \frac{1}{N} i_2$$

$$= \left( \frac{Z_2}{N Z_m} + \frac{1}{N} \right) I_2 \sin(\omega t)$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{1}{N} \left| 1 + \frac{Z_2}{Z_m} \right| \quad (4)$$

$$= \frac{1}{N} \left[ \frac{1}{k^2} + \left( \frac{1-k^2}{k} \frac{1}{Q \omega_N} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

### 2.3 Half-Bridge 직렬 공진 컨버터 설계

#### 2.3.1 변압기 인덕턴스( $L_p$ ), 커플링 계수(k)

변압기 1차측 인덕턴스가 클수록 1차측 전류가 감소하여 손실이 줄어들며 실험결과 권선 수를 크게 할수록 커플링 계수가 높아짐을 알 수 있었다. 그러나 시스템이 허용할 수 있는 변압기의 부피가 제한되므로 주어진 공간에서 최적의 변압기를 설계하기 위해 MAXWELL 3D simulator를 사용하여 다양한 구조 및 모양의 코어들을 분석한 결과 그림4와 같은 변압기를 사용하여 3mm의 공극을 주었을 때  $L_p=6.87mH$ ,  $k=0.57$ 의 결과를 얻었다[3].

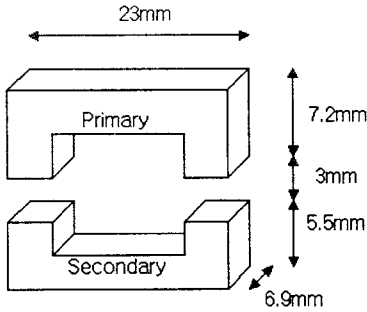


그림 4 무접점 변압기의 구조

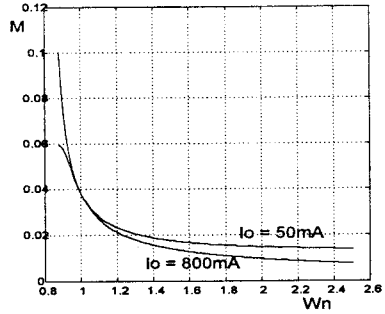


그림 6  $\omega_N$ 에 대한 전압 이득 그래프

### 2.3.2 공진 주파수 ( $f_0$ )

공진 주파수는 효율에 크게 영향을 미친다. 스위칭 주파수는 공진 주파수 부근에서 동작하게 되므로 공진 주파수가 낮으면 변압기의 코어손실, gap 손실이 줄어든다. 그러나 자화전류, 변압기 1차측 전류가 증가하여 손실이 증가하는 측면도 있다. 따라서 공진 주파수는 이 두 영향을 고려하여 설계하여야 하며 본 논문에서는 여러 주파수 대역에서의 실험을 통해 공진 주파수를 48.2kHz로 설정하였고  $C_{11} = 2.35nF$ 이 된다.

### 2.3.3 변압기 턴 비 ( $N = N1/N2$ )

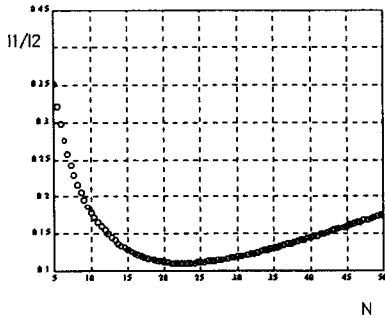


그림 5 N에 대한 전류 이득 그래프

변압기 턴 비(N)를 2차측 권선 수( $N_2$ )에 대한 1차측 권선 수( $N_1$ )의 비로 정의한다. 식(4)에서 계산한 전류이득을 사용하여 1차측 전류를 최소화할 수 있도록 N을 결정한다. 2.3.2절에서 결정한 공진 주파수를 대입하여 턴 비(N)가 전류이득에 미치는 영향을 그래프로 나타내면 그림5와 같이 N이 작을 때는 전류이득이 급격히 증가하며 N이 너무 커져도 점차적으로 증가함을 알 수 있다. 전류 이득이 최저점이 되는  $N=23$ 을 선택하였다.

### 2.3.4 스위칭 주파수( $f_s$ ) 범위

Universal Input(85VAC ~ 270VAC) 범위에서 변하는 입력전압과 무부하에서 800mA의 출력 전류 범위에서 출력 전압을 4.1V로 제어하기 위한 스위칭 주파수 범위를 식(2)를 사용하여 그래프로 나타내면 그림 6과 같다.  $V_{in} = 85VAC$ 에서 필요한 전압이득은 0.034이며  $V_{in} = 270VAC$ 에서 필요한 전압이득은 0.011인데 그림6를 참조하면 800mA에서의  $\omega_N$ 의 범위는 약 1.05 ~ 2.0정도이다. 공진 주파수를 48.2kHz로 설정하였으므로 스위칭 주파수의 동작 범위는 51kHz ~ 96kHz이다. 50mA에서 전압이득이 0.01까지 낮아지지 않는데 실제 회로에서는 각종 손실이 포함되어 전압 이득이 계산 값보다 낮아지게 된다.

## 3. 배터리 충전 제어

리튬이온 배터리는 충전 시 정전압, 정전류 두 모드를 가지며 정전압 구간에서는 부하의 변동에 관계없이 4.1V의 정전압을 요구하며 정전류 구간에서는 배터리 전압에 관계없이 800mA의 정전류를 요구한다. 무접점 충전기의 경우 MOSFET이 있는 변압기 1차측에서 출력 전압, 전류를 이용할 수가 없기 때문에 배터리 충전 제어를 위한 새로운 출력 전류 계산 방법을 제시한다.

그림3에서  $v_x$ 와  $i_1$ 을 샘플하여 식(5)와 같은 계산을 연산 증폭기를 사용하여 수행하면 2차측 전류를 계산할 수 있다. 이 전류의 정류된 평균값이 배터리 충전 전류이므로 이 값을 이용하여 배터리 충전 제어를 수행할 수 있다. 정전압 제어를 위해서는 변압기 2차측에 트랜지스터를 이용한 linear regulator를 사용한다.

$$\begin{aligned}
 v_x &= L_1 \frac{di_1}{dt} + L_m \frac{di_m}{dt} \\
 i_m &= \frac{1}{L_m} \int v_x dt - \frac{L_1}{L_m} i_1 \\
 i_2 &= i_1 - i_m \\
 &= \frac{1}{k} i_1 - \frac{1}{L_m} \int v_x dt
 \end{aligned} \tag{5}$$

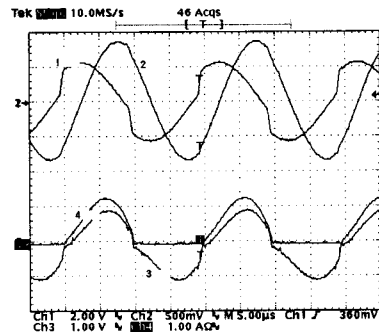


그림 7 변압기 2차측 전류 계산 파형

그림7에 식(5)를 사용한 2차측 전류 계산 결과 파형을 나타내었다. ①은 변압기 전압( $v_x$ ), ②는 변압기 1차측 전류( $i_1$ )이고 ④은 변압기 2차측 실제 전류이며 ③은 식(5)를 이용한 계산 결과 파형이다. 진폭은 증폭기를 사용하여 조정할 수 있으며 전류 모양이 거의 일치함을 알 수 있다. Universal Input 전범위와 배터리 전압 3.0V ~ 4.1V의 변화에 대하여 오차가 약 4% 이내로

배터리 충전 전류를 제어할 수 있음을 실험으로 확인하였다.

#### 4. 실험 결과

Half-Bridge 직렬 공진 컨버터를 사용하여 입력 전압 변화에 따른 효율 그래프와 부하 전류 변화에 따른 효율 그래프를 그림8, 그림9에 나타내었다.  $I_o=800\text{mA}$ 에서 정류된 입력 전압이  $120\text{V} \sim 380\text{V}$ 일 때의 효율은  $75\% \sim 72\%$ 이고  $V_{in}=311\text{V}$ 에서 부하 전류가  $200\text{mA} \sim 800\text{mA}$ 로 변화할 때의 효율은  $63\% \sim 72\%$ 이다. (효율 측정시 제어 회로의 손실은 제외) 그림10은 MOSFET의 전압(위), 전류(아래) 파형으로 역방향 전류에 의해서 전압이 영이 된 후 전류가 정방향으로 흐르면서 영전압 스위칭이 실현됨을 알 수 있다.

그림11은 3절에서 제안한 변압기 2차측 전류 계산 방법을 사용하여 제어한 것으로 배터리의 동작을 대신할 수 있도록 전자부하(Electronic Load)의 저항을  $3.3\text{ohm}$ 에서  $10\text{kohm}$ 까지 점차적으로 올리면서 배터리 충전 제어 성능을 실험한 결과이다. ①은 배터리 전류이고 ②는 컨버터 출력 전압(즉, linear regulator 입력 전압)이고 ③은 linear regulator 출력 전압(즉, 배터리 충전 전압)이다. 처음 정전류 모드에서 약  $800\text{mA}$ 로 일정하게 전류가 흐르면서 배터리를 충전하다가 배터리 충전 전압이  $4.1\text{V}$ 가 되면 전류는 감소하기 시작하며 linear regulator가 출력 전압을  $4.1\text{V}$ 로 일정하게 유지시킴을 알 수 있다.

#### 5. 결 론

접촉식 충전기의 접촉 불량 등 문제점을 극복하기 위하여 무접점으로 배터리를 충전하는 무접점 충전기를 설계하고 실험으로 성능을 확인하였다. 무접점 변압기의 누설 인덕턴스의 영향을 줄이기 위하여 변압기 1차측에 직렬 공진을 적용하는 Half-Bridge 직렬 공진 컨버터를 사용하였고 이 컨버터에 대한 전압 이득, 전류 이득을 분석하고 효율을 높일 수 있는 설계 과정을 제시하였다. 또 리튬 이온 배터리를 충전하기 위하여 변압기 1차측의 전압, 전류만을 이용한 변압기 2차측 전류 계산 방법을 제시하고 계산된 전류를 이용하여 정전류 기능을 수행할 수 있음을 실험으로 확인하였다.

#### (참 고 문 헌)

- [1] C.G.Kim, B.H.Cho, "Transcutaneous Energy Transmission with Double Tuned Duty Cycle Control". IECEC, Vol 1, pp.587-591, 1996.
- [2] I.J.Pitel, "Phase-Modulated Resonant Power Conversion Techniques For High Frequency Link Inverters". IEEE Trans. Industry Applications, Vol.IA-22, No.6, pp.1044-1051, 1986.
- [3] 서동현, "무접점 충전기용 트랜스포머 설계". 공학석사 학위 논문, 서울대학교, 1999.

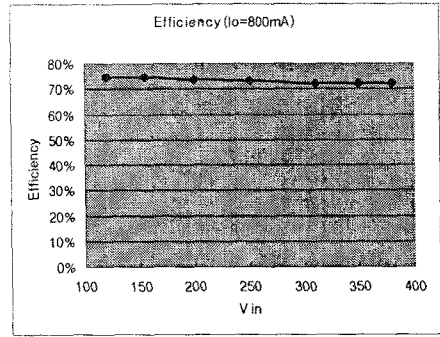


그림 8 입력 전압 변화에 따른 효율

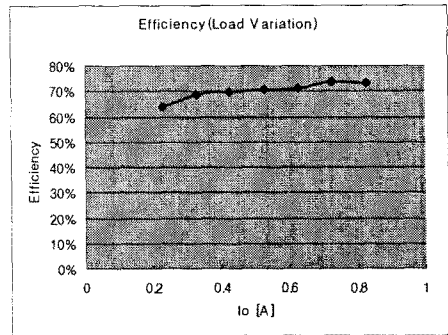


그림 9 부하 전류 변화에 따른 효율

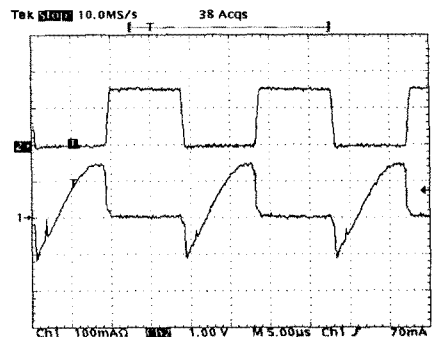


그림 10 MOSFET의 전압(위), 전류(아래) 파형

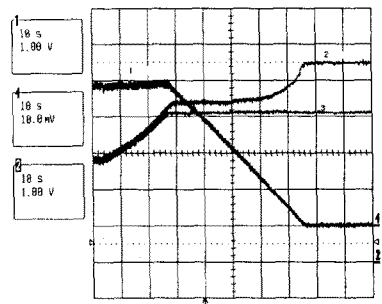


그림 11 배터리 충전 파형