

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

論 文

49B-4-7

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

金昌均\* · 徐東賢\*\* · 柳政植\*\*\* · 朴鍾厚<sup>§</sup> · 趙普衡<sup>§§</sup>

(Chang-Gyun Kim · Dong-Hyun Seo · Jung-Sik You · Jong-Hu Park · Bo-Hyung Cho)

**Abstract** - A non-contact battery charger for cellular phone is designed using half-bridge series resonant converter. This converter utilizes series resonance to reduce the undesirable effect of large leakage inductance of the detachable transformer and ZVS operation can reduce switching loss and switching noise. In this paper, analysis and design procedure of half-bridge series resonant converter with detachable transformer is presented. The input voltage is 85VAC ~ 270VAC, and the output voltage and current is 4.1V and 800mA, respectively. Furthermore, a method of calculating the secondary current of the transformer to control the battery charging current in the constant current charging mode is proposed. The performance of the charger is verified through experiments.

**Key Words** : non-contact charger, contactless charger, half-bridge series resonant converter, battery charging control

### 1. 서 론

최근 무선 전화기, 휴대폰, 전기 면도기 등 소형 전자제품에 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 휴대용 비접촉식 충전기에 관한 연구를 수행하였다.

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

분리형 변압기를 사용하여 에너지를 효율적으로 전달하기 위한 여러 방법들이 제안되어왔다[1-4]. C급 증폭기를 응용한 방법[2-3]은 트랜지스터의 도통 손실이 단점이 되며 특히 입력 전압의 변동 범위가 큰 (85VAC ~ 270VAC) 본 연구에서는 트랜지스터의 선형 영역에서의 동작이 증가하여 도통 손실이 더욱 문제가 되어 적합하지가 않다. 변압기 양단에 병렬 공진을 적용한 방법[4] 역시 입력 전압 변동 범위가 클 경우 고입력 전압에서는 순환 전류의 증가에 의한 손실이 단점이다. 또한 논문들[1-4]에는 출력 전압과 전류 제어 방법에 대한 구체적인 제시가 없으며 2차측에 직렬 공진 커패시터[1], 임피던스 요소[2], 병렬 공진 커패시터[4]를 사용하는데 이러한 방법들은 휴대용 전화기에 적용하기에는 부피가 문제가 된다.

본 논문은 분리형 변압기의 단점을 극복하고 에너지를 효율적으로 전달하기 위하여 변압기 1차측에 직렬 공진을 적용한 Half-Bridge 직렬 공진 컨버터를 이용한 비접촉식 충전장치에 관하여 논의하였다. 변압기 1차측에 적용한 직렬 공진은 분리형 변압기 1차측 누설 인덕턴스의 영향을 감소시켜 효율적인 에너지 전달을 가능하게 한다. 또한 이 공진 회로의 분석을 통해 설계 과정에서 변압기 1차측 전류를 최소화하는 방법을 사용하여 변압기 1차측에서의 손실을 최소화시킨다. 변압기 2차측에는 부피를 고려하여 공진을 적용하지 않았다. 또한 본 논문에서는 배터리 충전 전류의 제어를 위해 변압기 1차측의 정보를 이용한 배터리 충전 전류 계산법을 제시하였다. 이 방법을 사용한 배터리 충전 전류 제어 성능을 실험을 통해 확인하며 배터리 충전 전압 제어를 위해서는 컨버터 출력단과 부하 사이에 선형 레귤레이터를 사용하였다.

\* 正 會 員 : 서울대 電氣工學部 博士課程

\*\* 正 會 員 : 삼성電機 綜合研究所 研究員

\*\*\* 正 會 員 : (株)曉星 重工業研究所 研究員

§ 正 會 員 : 서울대 電氣工學部 碩士課程

§§ 正 會 員 : 서울대 電氣工學部 教授 · 工博

接受日字 : 1999年 10月 26日

最終完了 : 2000年 3月 21日

### 2. Half-Bridge 직렬 공진 컨버터

#### 2.1 분리형 변압기의 문제점

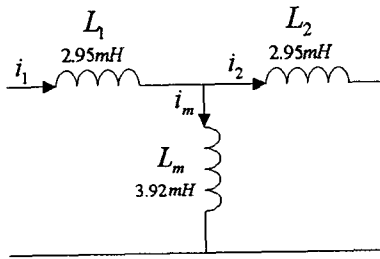


그림 1 휴대폰용 분리형 변압기 등가회로  
Fig. 1 Equivalent circuit of the transformer for cellular phone

분리형 변압기는 1절에서 언급한 바와 같이 누설 자속에 의해 에너지 전달의 비효율성을 야기시킨다. 그림1에 분리형 변압기의 등가회로를 나타내었다. 이 분리형 변압기의 결합 계수(k)는 0.57로 이 경우 자화 인덕턴스( $L_m$ )는 3.92mH인데 누설 인덕턴스( $L_1$ )가 2.95mH로 크기가 비슷하다.

이렇게 자화 인덕턴스가 누설 인덕턴스에 비해 상대적으로 작아지게 되면 자화 전류( $i_m$ ) 및 변압기 1차측 전류( $i_1$ )가 증가하기 때문에 효율이 낮아진다. 부하가 요구하는 만큼의 전류가 2차측으로 흐를 때 자화 인덕턴스가 작기 때문에 자화 전류( $i_m$ )가 2차측 전류와 비슷한 크기만큼 흐르게 되고 이 두 전류를 합한 만큼의 전류가 변압기 1차측으로 흐르게 된다.

이렇게 증가한 자화 전류는 변압기 코어 손실과 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 효율을 높일 수 있다[1]. 누설 인덕턴스의 큰 임피던스가 에너지 전달의 비효율성을 야기시키므로 공진 커패시터를 사용하고 공진 주파수 부근으로 동작 주파수를 설정하면 LC 전체 임피던스가 감소하여 누설인덕턴스의 영향을 줄일 수 있다. 그러나 변압기 2차측(전화가 내부)의 공진 커패시터의 부피 문제로 본 응용에서는 변압기 1차측에만 직렬로 공진 커패시터를 이용하는 Half-Bridge 직렬 공진 회로를 사용한다. 변압기 2차측 누설 인덕턴스는 출력 필터 인덕터 대신 활용하여 부피를 줄일 수 있다.

그림2 상단에 회로도를 나타내었는데 변압기 1차측에는 2개의 정류 커패시터, 2개의 MOSFET, 1개의 공진 커패시터를 사용하며 변압기 2차측에는 1개의 센터 탭 정류 다이오드와 출력 필터 커패시터를 사용하여 에너지를 전달한다.

그림2 중단에서 S1, S2의 게이트 신호에 의해  $v_i$ 와 같은 구형파 전압이 변압기에 인가되고 공진 회로를 통해  $i_1$ 과 같은 정현파 전류가 변압기로 흐른다. 이 전류는 정류 다이오드를 통해 정류되어 DC 출력 전압이 만들어지고 배터리를 충전한다.

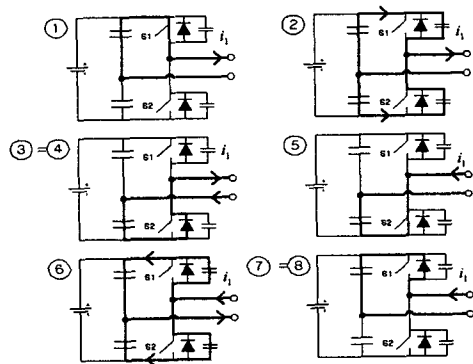
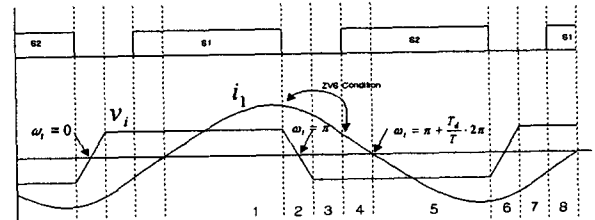
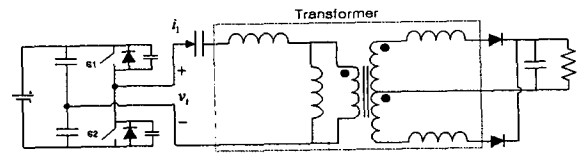


그림 2 Half-Bridge 직렬 공진 컨버터

상단 : 컨버터 회로

중단 : 게이트 신호와 변압기 전압, 전류 파형

하단 : 각 모드별 동작

Fig. 2 Half-Bridge series resonant converter

이 컨버터의 동작 모드는 그림2 하단과 같이 한 스위칭 주기에 8가지로 구분할 수 있으며 각 모드에서의 동작은 아래와 같다.

- 모드 ① : S1이 켜져 있으며 전류  $i_1$ 이 S1을 통해 변압기로 흐른다.
- 모드 ② : S1을 끄면,  $i_1$ 은 S2 병렬 커패시터를 방전시키는 동시에 S1의 병렬 커패시터를 충전시키며 흐른다.
- 모드 ③ : S2 전압이 영이 되면(S1 전압이  $V_{in}$ 이 되면) 전류  $i_1$ 이 S2의 병렬 다이오드를 통해 흐르고 S2의 전압은 영 상태를 유지한다.
- 모드 ④ :  $i_1$ 이 음으로 방향을 바꾸기 전에 S2를 켜면, S2는 영전압 스위칭(ZVS)이 실현된다.
- 모드 ⑤ :  $i_1$ 이 방향을 바꾸어 음이 되면 전류는 S2를 통해서 흐른다.
- 모드 ⑥ : S2을 끄면,  $i_1$ 은 S1 병렬 커패시터를 방전시키는 동시에 S2의 병렬 커패시터를 충전시키며 흐른다.
- 모드 ⑦ : S1 전압이 영이 되면(S2 전압이  $V_{in}$ 이 되면) 전류  $i_1$ 이 S1의 병렬 다이오드를 통해 흐르고 S1의 전압은 영 상태를 유지한다.
- 모드 ⑧ :  $i_1$ 이 양으로 방향을 바꾸기 전에 S1를 켜면, S1은 영전압 스위칭(ZVS)이 실현된다.

모드 ① :  $i_1$ 이 방향을 바꾸어 양이 되면 전류는 S1를 통해서 흐른다.

S2의 영전압 스위칭이 실현되기 위해서는 ①에서 ②로 바뀔 때의  $i_1$ 의 크기는 이 전류에 의한 자기회로의 에너지가 MOSFET의 병렬 커패시터를 충·방전시키기에 충분하도록 커야 하며  $i_1$ 이 방향을 바꾸기 전에 S2의 게이트 신호를 주어야 한다. S1의 경우도 같은 원리로 ZVS를 구현 할 수 있다.

2.2.1 전압 이득 (Voltage Gain)

Half-Bridge 직렬 공진 컨버터의 전압 이득은 그림3의 등가 회로를 사용하여 주파수 영역에서의 분석을 통해 구할 수 있다. 입력단에서는 2개의 MOSFET에 의해 만들어진  $v_i$ 의 기본파 성분만을 고려하였고(공진 회로를 통해 전달되므로) 출력단의 정류 다이오드와 필터 커패시터, 부하저항은 등가저항(Re)으로 대신하였다[5]. 그림3의 등가회로를 사용하면 식(1)과 같이 전압이득(M)을 구할 수 있다. 식(1)을 정리하면 식(2)와 같이 나타낸다.

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{\pi}{4} V_{O_{peak}}}{2 \frac{\pi}{4} V_{i_{peak}}} = \frac{V_{O_{peak}}}{2 V_{i_{peak}}} \tag{1}$$

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

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

where,  $Q = \frac{\omega_o L_e}{N^2 Re}$ ,  $\omega_N = \frac{\omega}{\omega_o}$ ,

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_e C_n}}$$

$$L_e = L_1 + L_m // L_2' = (1+k) L_1 \tag{2}$$

$k =$  the transformer coupling coefficient

$N =$  the transformer turns ratio

$L_2' =$  secondary leakage inductance reflected to the primary side

2.2.2 역전류이득 ( $i_1/i_2$ )

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

전류이득을 계산하기 위한 등가회로는 그림3와 같으며 식(3)과 같이 변압기 2차측 전류  $i_2$ 를 가정하고 자화 전류  $i_m$ 을 계산한 후 두 전류의 합으로 변압기 1차측 전류  $i_1$ 을 계산할 수 있다. 역전류이득은 식(4)와 같이 나타나며 Q,  $\omega_N$ 은 식(2)에서와 같이 정의한다.

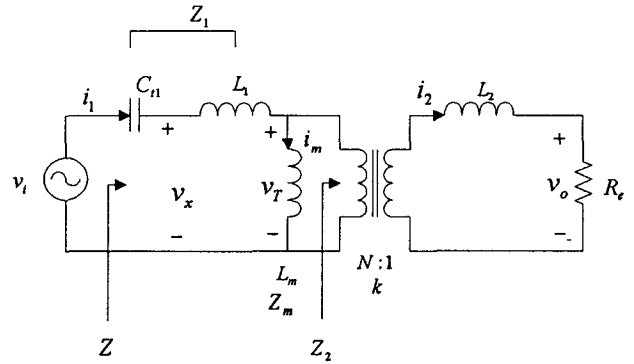


그림 3 Half-Bridge 직렬 공진 컨버터 등가회로  
Fig. 3 Equivalent circuit of Half-Bridge series resonant converter

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

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

$$i_m = \frac{v_T}{Z_m} = \frac{Z_2}{N Z_m} I_2 \sin(\omega t) \tag{3}$$

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

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

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

$$= \frac{1}{N} \left[ \frac{1}{k^2} + \left( \frac{1-k^2}{k} \frac{1}{Q \omega_N} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \tag{4}$$

2.3 Half-Bridge 직렬 공진 컨버터 설계

2.3.1 변압기 인덕턴스(Lp), 결합 계수(k)

변압기 1차측 자기인덕턴스(Lp)가 클수록 1차측 전류가 감소하여 손실이 줄어들며 실험결과 권선 수를 크게 할수록 변압기 결합 계수(k)가 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 1차측 자기인덕턴스 Lp=6.87mH, 결합 계수 k=0.57의 결과를 얻었다[6].

2.3.2 공진 주파수 (fo)

공진 주파수는 효율에 크게 영향을 미친다. 스위칭 주파수는 공진 주파수 부근에서 동작하게 되므로 공진 주파수가 낮으면 변압기의 코어손실, gap 손실이 줄어든다. 그러나 자화 전류, 변압기 1차측 전류가 증가하여 손실이 증가하는 측면도 있다. 따라서 공진 주파수는 이 두 영향을 고려하여 설계하

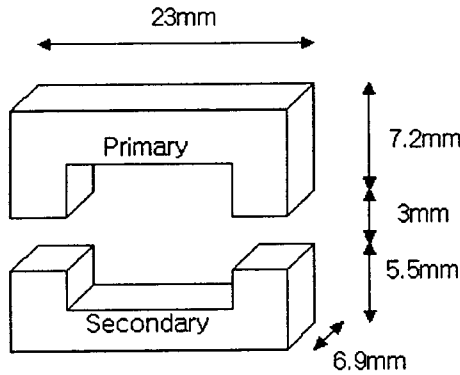


그림 4 분리형 변압기의 구조  
Fig. 4 The structure of detachable transformer

여야 하며 본 논문에서는 여러 주파수 대역에서의 실험을 통해 공진 주파수  $f_0$ 를 48.2kHz로 설정하였고, 식(2)를 사용하면 그림3의 공진 커패시터  $C_d=2.35nF$ 이 된다.

2.3.3 변압기 턴 비 ( $N = N_1/N_2$ )

변압기 턴 비( $N$ )를 2차측 권선 수( $N_2$ )에 대한 1차측 권선 수( $N_1$ )의 비로 정의한다. 2.2.2절에서 분석한 역전류이득(식(4))을 사용하여 1차측 전류를 최소화할 수 있도록  $N$ 을 결정한다. 2.3.2절에서 결정한 공진 주파수를 대입하여 턴 비( $N$ )가 역전류이득에 미치는 영향을 그래프로 나타내면 그림5와 같이  $N$ 이 작을 때는 역전류이득이 급격히 증가하며  $N$ 이 너무 커져도 점차적으로 증가함을 알 수 있다. 역전류이득이 최저점이 되는  $N=23$ 을 선택하였다.

2.3.4 스위칭 주파수( $f_s$ ) 범위

Universal Input(85VAC ~ 270VAC) 범위에서 변하는 입력전압과 무부하에서 800mA의 배터리 충전 전류 범위에서 배터리 충전 전압을 4.1VDC로 제어하기 위한 스위칭 주파수 범위를 식(2)를 사용하여 그래프로 나타내면 그림6과 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. 그림6에서  $I_o=50mA$ 일 때, 전압이득이 0.011까지 낮아지지 않는데 실제 회로에서는 각종 손실이 포함되어 부하가 작을 경우에는 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. 비접촉식 충전기의 경우 충전기와 휴대폰의 케이스에 의해 MOSFET이 있는 변압기 1차측에서 배터리 전압, 전류 정보를 이용할 수가 없기 때문에

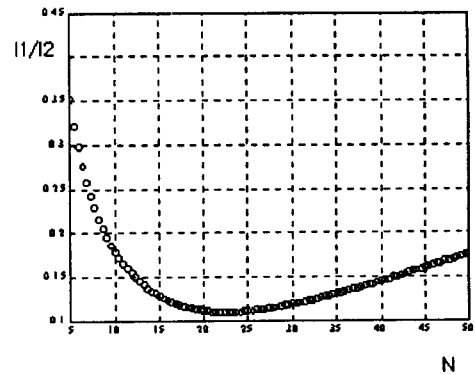


그림 5 N에 대한 역전류이득 그래프  
Fig. 5 The reverse current gain graph for N

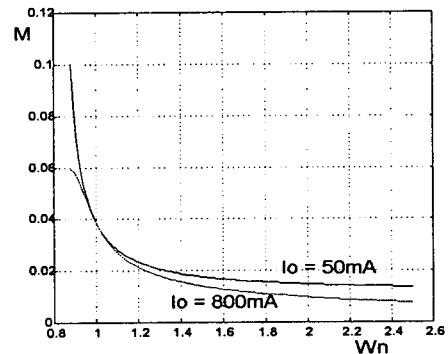


그림 6  $\omega_N$ 에 대한 전압 이득 그래프  
Fig. 6 The current gain graph for  $\omega_N$

배터리 충전 제어를 위한 새로운 출력 전류 계산 방법을 제시한다.

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

그림3에서  $v_x$ 와  $i_1$ 을 센스하여 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 수행 할 수 있다. 정전압 제어를 위해서는 변압기 2차측에 트랜지스터를 이용한 linear regulator를 사용한다.

그림7에 본 논문에서 사용한 정전압, 정전류 제어를 위한 회로를 도식적으로 나타내었다. 변압기 1차측의 전압, 전류를 센스한 후 증폭기와 적분기, LPF를 사용하여 변압기 2차측 전류를 계산하고 평균을 내어 정전류 제어에 이용한다. 정전

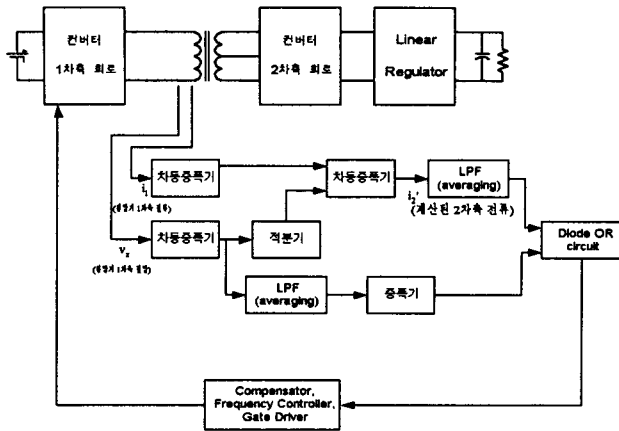


그림 7 배터리 충전 제어를 위한 회로  
Fig. 7 Block diagram of the battery charging control circuit

표 1 입력 전압 및 출력 전압의 변화에 따른 2차측 전류( $i_2$ ) 계산의 정밀도

Table 1 The accuracy of secondary current calculation for variation of input voltage and output voltage

Vin	Vout	
	3.4V	4.5V
120VDC	4.00	3.88
230VDC	3.92	3.80
380VDC	3.85	3.75

압 구간에서의 전압 제어는 기본적으로 컨버터 2차측과 부하 사이에 연결된 linear regulator가 담당하지만 컨버터의 출력 전압을 배터리 충전전압에 가깝도록 낮추어야 linear regulator에서의 손실이 감소하므로 이 기능을 위해서 변압기 1차측 전압을 LPF와 증폭기를 거쳐 다이오드 OR 회로의 입력으로 사용한다. 다이오드 OR 회로는 두 입력 중 높은 값을 가지는 것만을 출력으로 내보내어 정전압 모드와 정전류 모드에서의 제어가 자동으로 행해지게 한다.

그림8은 식(5)를 사용한 2차측 전류 계산 결과 파형을 나타낸다. ①은 변압기 전압( $V_x$ ), ②는 변압기 1차측 전류( $i_1$ )이고 ③은 식(5)를 이용한 계산 결과 파형이며 ④는 변압기 2차측 전류 다이오드를 통해 흐르는 실제 전류이다. ③과 ④의 파형의 모양이 거의 일치함을 알 수 있으며 진폭은 증폭기를 사용하여 조절할 수 있다.

실험을 통하여 universal input 전 범위와 배터리 전압 3.0V ~ 4.1V의 변화에 대하여 오차가 약 4% 이내로 배터리 충전 전류를 제어할 수 있음을 확인하였다. 표1은 출력 전류를 800mA로 일정하게 유지한 상태에서 입력 전압과 출력 전압이 변할 때 위의 방법을 사용하여 계산한 2차측 전류( $i_2$ )가 정류회로와 평균값을 구하는 회로를 거쳐서 나온 결과이다. 절대값 자체는 의미가 없으며 입력 전압과 출력 전압의 변화

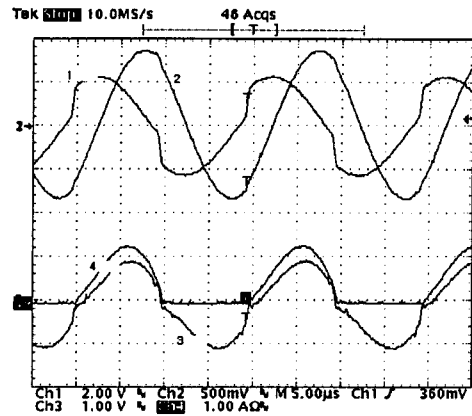


그림 8 변압기 2차측 전류 계산 파형

- 1 : 변압기 전압 ( $V_x$ )
- 2 : 변압기 전류 ( $i_1$ )
- 3 : 계산된 2차측 전류 ( $i_2'$ )
- 4 : 실제 2차측 전류 ( $i_2$ )

Fig. 8 The calculated secondary current waveform

에 대하여 얼마나 일정한 값을 유지하느냐에 따라 출력 전류 제어의 정밀도가 정해지게 된다. 표1을 통해 입력 전압의 변화에 대해서는 약 4%, 출력 전압의 변화에 대해서는 약 3% 내의 오차로 출력 전류를 제어할 수 있음을 알 수 있다.

#### 4. 실험 결과

Half-Bridge 직렬 공진 컨버터를 사용하여 입력 전압 변화에 따른 효율 그래프와 부하 전류 변화에 따른 효율 그래프를 그림9, 그림10에 나타내었다.  $I_o=800mA$ 에서 정류된 입력 전압이 120VDC ~ 380VDC일 때의 효율은 75% ~ 72%이고  $V_{in}=311VDC$ 에서 부하 전류가 200mA ~ 800mA로 변화할 때의 효율은 63% ~ 72%이다(효율 측정 시 제어 회로의 손실은 제외). 그림11은 MOSFET의 전압(위), 전류(아래) 파형으로 역방향 전류에 의해서 전압이 영이 된 후 전류가 정방향으로 흐르면서 영전압 스위칭이 실현됨을 알 수 있다. 또한 영전압 스위칭(ZVS)의 실현으로 스위칭 시의 노이즈가 거의 없음을 알 수 있다.

그림12는 3절에서 제안한 변압기 2차측 전류 계산 방법을 사용하여 제어한 것으로 배터리의 동작을 대신할 수 있도록 전자부하(Electronic Load)의 저항을 3.3ohm에서 10kohm까지 점진적으로 증가시켜 배터리 충전 제어 성능을 실험한 결과이다. ①은 충전 전류이고 ②는 컨버터 출력 전압(즉, linear regulator 입력 전압)이고 ③은 linear regulator 출력 전압(충전 전압)이다. 처음 정전류 모드에서 약 800mA로 일정하게 전류가 흐르면서 배터리를 충전하다가 배터리 충전 전압이 4.1V가 되면 전류는 감소하기 시작하며 linear regulator가 출력 전압을 4.1V로 일정하게 유지시킴을 알 수 있다.

또한 변압기의 공극을 정확하게 3mm로 유지할 수 없음을

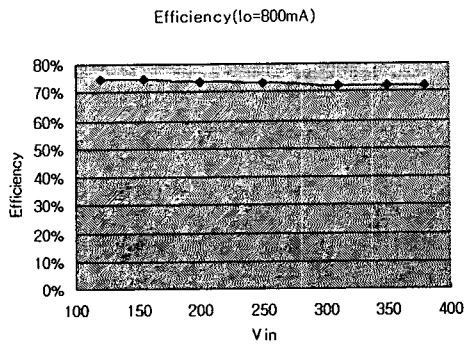


그림 9 입력 전압 변화에 따른 효율  
Fig. 9 The efficiency for input voltage variation

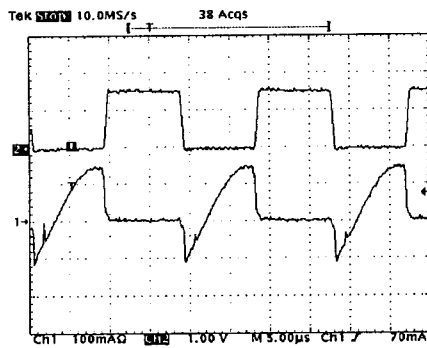


그림 11 MOSFET의 전압(위), 전류(아래) 파형  
(전압 : 100V/div, 전류 : 100mA/div)  
Fig. 11 MOSFET voltage(upper) and current(lower) waveform

감안하여 20%정도 증가시킨 3.6mm의 공극을 주었을 때의 변압기 특성과 컨버터 동작을 실험하였다. 이 때, 변압기는 1차측 자기인덕턴스  $L_p=6.45mH$ ,  $k=0.51$ 의 특성을 가졌으며 이 변압기를 사용한 컨버터는 영전압 스위칭이 정상적으로 구현되었으며 효율을 측정된 결과 효율은 입력 전압에 따라 약 4%~5% 정도 감소하였다. 즉, 제작상의 오차 등으로 공극이 약 20% 정도 변화할 경우에도 이 충전기는 효율이 약간 감소하지만 정상적인 동작에는 문제가 없음을 확인하였다.

### 5. 결 론

접촉식 충전기의 접촉 불량 등 문제점을 극복하기 위하여 접촉점없이 배터리를 충전하는 비접촉식 충전기를 설계하고 실험을 통해 성능을 확인하였다. 분리형 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

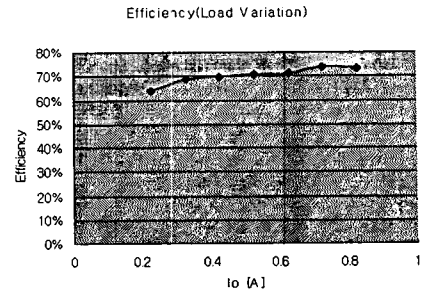


그림 10 부하 전류 변화에 따른 효율  
Fig. 10 The efficiency for load current variation

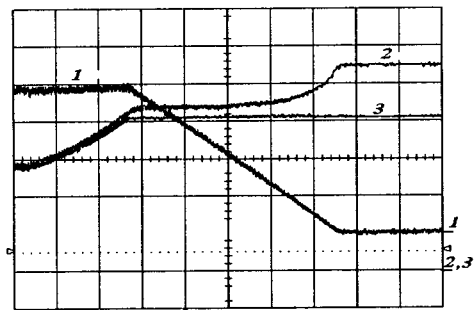


그림 12 Electronic load를 사용한 충전 파형  
(10sec/div)  
1 : 배터리 전류 (200mA/div)  
2 : 컨버터 출력 전압 (1V/div)  
3 : linear regulator 출력 전압 (1V/div)  
Fig. 12 Charging waveform using electronic load

정전류 기능을 수행할 수 있음을 실험으로 확인하였다.

### 참 고 문 헌

- [1] C. G. Kim, Bo H. Cho, "Transcutaneous Energy Transmission with Double Tuned Duty Cycle Control", IECEC, Vol 1, pp.587-591, 1996.
- [2] Hiroshi Sakamoto and Koosuke Harada, "A Novel Circuit for Non-Contact Charging through Electro-Magnetic Coupling", PESC'92, pp.168-174, 1992.
- [3] Hiroshi Sakamoto and Koosuke Harada, "A Novel Converter for Non-Contact Charging with Electromagnetic Coupling", IEEE Trans. on Magnetics, Vol.29, No.6, 1993.
- [4] Hideaki Abe, Hiroshi Sakamoto and Koosuke Harada, "A Non-Contact Charger Using A Resonant Converter With Parallel Capacitor Of The Secondary Coil", APEC'98, pp.136-141, 1998.

[5] 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.

[6] 서동현, "무접점 충전기용 트랜스포머 설계", 공학석사 학위 논문, 서울대학교, 1999.

## 저 자 소 개



김창균 (金昌均)

1971년 12월 2일생. 1995년 서울대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년~현재 동 대학원 전기공학부 박사과정

Tel : 877-9141

E-mail : kimchg@snu.ac.kr



박종후 (朴鍾厚)

1975년 8월 26일생. 1999년 서울대 전기공학부 졸업. 현재 동 대학원 석사과정

Tel : 877-9141

E-mail : wait4u@nownuri.net



서동현 (徐東賢)

1972년 4월 19일생. 1997년 서울대 전기공학부 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학부 졸업(석사). 1999년~현재 삼성전기 종합연구소 연구원

E-mail : eastwise@chollian.net



조보형 (趙普衡)

1952년 2월 11일생. Cal Tech(학사, 석사). Virginia Tech(공학박). 1980년~1982년 TRW 항공우주연구소. 1985년~1989년 Virginia Tech 조교수. 1989년~1995년 Virginia Tech 부교수. 1995년~ 현재 서울대 전기공학부 부교수.

Tel : 880-7260

E-mail : bhcho@snu.ac.kr



유정식 (柳政植)

1973년 6월 9일생. 1998년 서울대 전기공학부 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학부 졸업(석사). 현재 (주)효성 중공업연구소 연구원

E-mail : banjabon@hyosung.co.kr