

## 절연된 부스트 변환기와 포워드 변환기를 이용한 리튬전지 충방전용 직류-직류 변환기의 설계

金姬善\*, 鄭大澤\*\*, 洪淳瓚†

### Design of DC-DC Converter to Charge and Discharge Lithium Battery Using Isolated Boost Converter and Forward Converter

Hee-Sun Kim, Dae-Taek Chung, and Soon-Chan Hong

#### 요 약

리튬전지는 다양한 전자기기의 구동전원으로 널리 사용되고 있으며, 충전과 방전 동작을 수차례 반복하는 화성공정은 이러한 리튬전지의 생산에 필수적이다. 본 논문에서는 충전동작과 방전동작을 하나의 장치로 수행할 수 있는 리튬전지 충방전용 직류-직류 변환기를 제안하고 설계한다. 제안한 변환기는 리튬전지의 충방전 특성을 고려하여 설계하였으며, 충전모드에서는 포워드 변환기로 동작하고 방전모드에서는 절연된 부스트 변환기로 동작한다. 해석을 바탕으로 설계조건에 부합하는 변압기의 권선 수, 인덕터, 커패시터 및 스위칭 소자를 설계하였다. 끝으로 설계한 변수를 적용한 시뮬레이션과 실험을 통하여 본 논문에서 제안한 변환기 설계의 타당성을 입증하였다.

#### ABSTRACT

Lithium battery is widely used as the power source of various electronic devices. The formation process which is the repeated charging and discharging process is essential in the production of lithium battery. In this paper, it is proposed and designed the DC-DC converter that can charge and also discharge the lithium battery in one converter. The proposed converter is designed by considering the charge/discharge characteristics of the lithium battery. The converter is operated as a forward converter in charging process and a electrically isolated boost converter in discharging process. Based on the analyses, the number of transformer turns, inductor, capacitor, and switching devices are designed. Finally, the validity of the design for the proposed converter is verified by both simulations and experiments.

**Key Words** : Charge, Discharge, Lithium battery, Forward converter, Isolated boost converter

#### 1. 서 론

최근 소형, 경량화된 휴대 전자기기 제품이 보편화

되면서 이러한 기기의 구동전원으로 리튬전지의 수요가 급속히 증가하고 있다<sup>[1]</sup>. 리튬전지는 전지를 생산하는 과정에서 충전과 방전을 수차례 반복하는 화성공정(Formation process)이 필수적이며, 따라서 이를 위한 충방전시스템이 필요하다.

충전모드와 방전모드로 구분되는 화성공정은 충전모드에서는 전지의 전압이 충전상한전압에 도달할 때까지 CC(Constant Current)모드로 충전하고 충전상한전압에 도달한 후에는 CV(Constant Voltage)모드로 충

†교신저자 : 정희원, 단국대 전자전기공학부 교수  
E-mail : schong@dgu.edu

\*학생회원, 단국대 대학원 전자전기공학과 석사과정

\*\*정희원, 단국대 대학원 전기공학과 박사과정

접수일자 : 2010. 8. 12                      1차 심사 : 2010. 9. 3

심사완료 : 2010. 9. 28

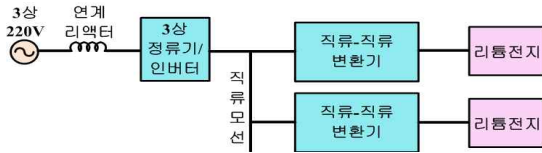


그림 1 리튬전지 충방전시스템  
Fig. 1 Lithium battery charge/discharge system

전한다. 그리고 방전모드에서는 CC모드로 방전하한전압까지 방전하게 된다<sup>[2]</sup>.

그림 1은 리튬전지 충방전시스템의 개요도이다. 충방전시스템은 3상 220[V] 교류와 직류모선 사이에서 전력을 변환/역변환하는 정류기/인버터와 직류모선과 개별 리튬전지 사이에서 리튬전지를 충방전하는 직류-직류 변환기로 구성된다. 정류기/인버터는 1대이지만 직류-직류 변환기는 최대 6천대까지 접속된다.

본 논문에서는 리튬전지를 대상으로 하여 충전과 방전을 하나의 장치로 할 수 있는 정격 5[V], 3[A]급의 리튬전지 충방전용 직류-직류 변환기를 제안하고 설계한다. 충방전시 CC모드에서 리튬전지 전류의 맥동율은 0.5[%] 이하, 충전시 CV모드에서 출력전압 맥동율은 0.1[%] 이하를 목표로 하고 충방전시 인덕터 전류의 맥동율은 3.0[%] 이하로 설계한다. 또한 본 논문에서 설계한 변수를 적용한 변환기를 시뮬레이션하고 실험을 통해 설계의 타당성을 검증한다.

## 2. 충방전 회로

### 2.1 충전회로와 방전회로의 선정

충전과 방전을 하나의 장치로 할 수 있는 충방전용 직류-직류 변환기를 구성하기 위하여 먼저 충전회로와 방전회로를 선정한다. 리튬전지 충방전은 특성상 충전시에는 고압을 저압으로 강압시키고 방전시에는 저압을 고압으로 승압시켜야 하는데 그 차이가 커서 변환기 자체의 강압이나 승압만으로는 불가능하다. 따라서 리튬전지 충방전용 변환기로는 충전시에는 강압변환기로 동작하고 방전시에는 승압변환기로 동작하며 변압기를 포함한 변환기를 선정한다.

충방전 회로로 사용 가능한 변환기 중에서 포워드 변환기와 부스트 변환기는 저용량에 적합하고 양단포워드 변환기는 중용량, 그리고 나머지 변환기들은 비교적 대용량에 적합한 변환기이다<sup>[3]</sup>. 이때 용량이 커질수록 사용되는 소자의 수가 많아지게 되며, 이는 손실을 상승시키는 요인이 된다.

본 논문에서 대상으로 하는 리튬전지 충방전용 직류-직류 변환기는 3상 220[V] 교류를 정류한 직류 311[V]를 입력으로 하여 최종적으로 5[V], 3[A]급의 직류를 출력하는 변환기이다. 이 경우 최대 3[A]로 충방전하여도 출력은 15[W]로 저용량이다. 따라서 본 논문에서는 저용량이며 사용되는 소자의 수를 최소로 할 수 있는 포워드 변환기를 충전회로로 선정하고 절연된 부스트 변환기를 방전회로로 선정한다.

### 2.2 충전회로의 해석

그림 2는 충전회로로 선정한 포워드 변환기의 회로도이다. 회로에서 스위치  $Q_1$ 이 닫혔을 때 변압기의 권선 1과 권선 2를 통해 전원에서 부하단으로 에너지가 전달되고,  $Q_1$ 이 열렸을 때 출력 인덕터  $L_f$ 와 출력 커패시터  $C_f$ 에 저장되었던 에너지가 부하로 전달된다<sup>[3]</sup>. 충전회로를 해석함에 있어 출력전압  $V_o$ 는 일정하다고 가정한다. 단,  $i_{Rf}$ 의 맥동을 해석할 때는 예외로 한다.

$Q_1$ 의 듀티비를  $D_f$ 라 하고 변압기의 권수비를 고려하면 출력전압  $V_o$ 는 식 (1)과 같다.

$$V_{of} = V_{sf} D_f \left( \frac{N_2}{N_1} \right) \tag{1}$$

식 (1)에서 변압기 권수비  $N=N_1/N_2$ 의 범위를 구하면 식 (2)와 같다.

$$\frac{V_{sf} D_{fmin}}{V_{of}} \leq \frac{N_1}{N_2} \leq \frac{V_{sf} D_{fmax}}{V_{of}} \tag{2}$$

$Q_1$ 이 열렸을 때 권선 3은 자화전류의 통로역할을 하여 변압기 1차측의 자화 인덕턴스  $L_{mf}$ 에 저장된 에너지가 다이오드  $D_3$ 를 통해 전원으로 회수되는데 변압기의 volt-sec 평형을 위해서 매 스위칭 주기가 시

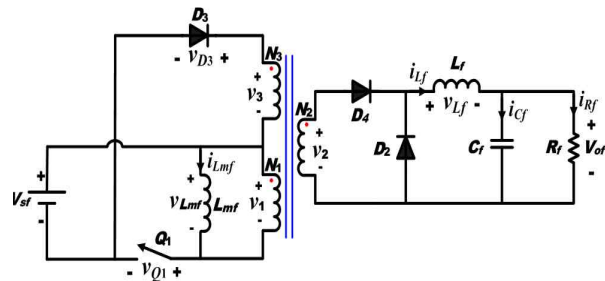


그림 2 포워드 변환기  
Fig. 2 Forward converter

작되기 전에 자화전류를 0까지 감소시켜야 한다.  $i_{Lmf}$ 가 다음 주기가 시작되기 전에 0이 되려면 식 (3)이 성립하여야 한다<sup>[3]</sup>.

$$D_f \left( 1 + \frac{N_3}{N_1} \right) \leq 1 \quad (3)$$

$L$ 에 흐르는 전류가 연속이기 위한  $L_f$ 의 범위는 식 (4)와 같다<sup>[3]</sup>.

$$L_f \geq \frac{R_f(1-D_f)}{2f} \quad (4)$$

그림 2에서  $Q_1$ 이 열려 있을 때  $i_{L_f}$ 의 감소분이

$$(\Delta i_{L_f})_{open} = -\frac{V_{of}(1-D_f)}{L_{ff}} \quad (5)$$

이므로<sup>[3]</sup> 인덕터 전류  $i_{L_f}$ 의 맥동율 설계값을  $K_L$ 이라 하면 식 (6)이 성립하여야 한다.

$$\frac{|\Delta i_{L_f}|}{I_{L_f}} = \frac{V_{of}(1-D_f)}{I_{L_f}L_{ff}} \leq K_L \quad (6)$$

그림 2의 출력단에 KCL을 적용하면 식 (7)과 같고, 출력단의  $C_f R_f$  병렬회로에 KVL을 적용하면 식 (8)과 같다.

$$i_{C_f} + i_{R_f} = i_{L_f} \quad (7)$$

$$\frac{1}{C_f} \int i_{C_f} dt = R_f i_{R_f} \quad (8)$$

식 (8)의 양변을 미분하여  $i_{C_f}$ 를 구하고 이를 식 (7)에 대입하면 식 (9)와 같다.

$$R_f C_f \frac{di_{R_f}}{dt} + i_{R_f} = i_{L_f} \quad (9)$$

미소신호해석법을 적용하여  $i_{R_f}$ 와  $i_{L_f}$ 를 나타내면  $i_{R_f} = I_{R_f} + \Delta i_{R_f}$ ,  $i_{L_f} = I_{L_f} + \Delta i_{L_f}$ 이다. 이를 식 (9)에 대입하여 정리하면 스위칭 한 주기에서  $di_{R_f}/dt$ 를  $\Delta i_{R_f}/\Delta t$ 라 할 수 있고  $I_{R_f} = I_{L_f}$ 이므로  $\Delta i_{R_f}$ 와  $\Delta i_{L_f}$ 의 관계는 식 (10)과 같다.

$$\Delta i_{R_f} = \left( \frac{1}{1 + R_f C_f / \Delta t} \right) \Delta i_{L_f} \quad (10)$$

출력전압의 맥동을 설계값을  $K_V$ 라 하면 식 (11)이 성립하여야 한다<sup>[3]</sup>.

$$\frac{\Delta V_{of}}{V_{of}} = \frac{1-D_f}{8L_f C_f f^2} \leq K_V \quad (11)$$

그림 2의 회로에서  $L_{mf}$ 에 저장된 에너지가  $D_3$ 를 통해 전원으로 회수되는 구간에서 오프상태인  $Q_1$ 에 걸리는 전압  $v_{Q1}$ 은  $v_3 = -V_{sf}$ 이므로

$$v_{Q1} = -v_3 - v_1 = -v_3 - v_3 \left( \frac{N_1}{N_3} \right) = V_{sf} \left( 1 + \frac{N_1}{N_3} \right) \quad (12)$$

이고  $L_{mf}$ 에 저장된 에너지가 모두 전원으로 회수되어  $i_{L_{mf}}$ 가 0이 되면  $v_{Q1} = V_{sf}$ 가 된다.

$Q_1$ 이 온상태일 때  $v_1 = V_{sf}$ 이므로  $D_3$ 에 걸리는 전압  $v_{D3}$ 는 다음과 같다.

$$v_{D3} = v_1 + v_3 = v_1 + v_1 \left( \frac{N_3}{N_1} \right) = V_{sf} \left( 1 + \frac{N_3}{N_1} \right) \quad (13)$$

### 2.3 방전회로의 해석

그림 3은 방전회로로 사용한 절연된 부스트 변환기의 회로도이다. 본 논문에서는 최종적인 변환기 설계 시 충전회로와 방전회로의 결합을 고려하여 전원단과 부하단이 뒤바뀐 회로도를 고려한다. 그림 3의 회로는 일반적인 부스트 변환기에 승압용 변압기를 설치한 절연형 부스트 변환기로서, 변압기의 volt-sec 평형을 위한 리셋권선인 제 3권선  $N_3$ 와  $D_3$ 를 설치하였다.

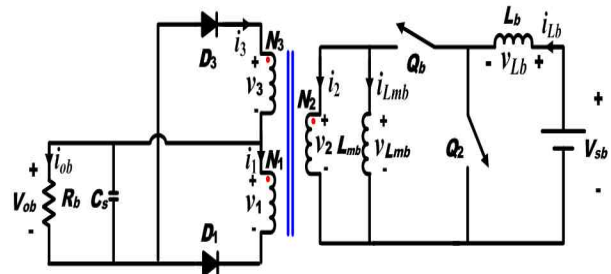


그림 3 절연된 부스트 변환기  
Fig. 3 Isolated boost converter

그림 3에서 스위치  $Q_2$ 가 닫히고  $Q_b$ 가 열렸을 때  $Q_2$ 를 통해 전압  $V_{sb}$ 의 에너지가 부스트 인덕터  $L_b$ 에 전달되며  $Q_2$ 가 열리고  $Q_b$ 가 닫혔을 때  $Q_b$ 와 변압기를 통해 에너지가 부하  $R_b$ 로 전달된다.

그림 3의 회로에서  $Q_2$ 와  $Q_b$ 는 상보동작을 하는데  $Q_2$ 의 듀티비를  $D_b$ 라 하면 입출력전압 관계는 다음과 같다<sup>[4]</sup>.

$$V_{ob} = \frac{V_{sb}}{1-D_b} \left( \frac{N_1}{N_2} \right) \quad (14)$$

식 (14)로부터 변압기 권수비의 범위를 구하면 식 (15)와 같다.

$$(1-D_{b,max}) \frac{V_{ob}}{V_{sb}} \leq \frac{N_1}{N_2} \leq (1-D_{b,min}) \frac{V_{ob}}{V_{sb}} \quad (15)$$

변압기의 volt-sec 평형을 만족하기 위해서는 매 스위칭 주기가 시작되기 전에 자화전류  $i_{Lmb}$ 를 0으로 감소시켜야 한다.  $N_3$  권선과  $D_3$ 는  $Q_2$ 가 닫히고  $Q_b$ 가 열려있는 동안  $L_{mb}$ 에 저장된 에너지를 부하로 공급하는 통로 역할을 한다<sup>[4]</sup>.

그림 4는 자화전류  $i_{Lmb}$ 파형으로서 여기서  $\Delta T_x$ 는  $L_{mb}$ 에 저장되어 있던 에너지에 의해  $i_{Lmb}$ 가 감소하여 0이 되기까지의 구간이다.

이때  $i_{Lmb}$ 가 불연속이 되어 변압기의 volt-sec 평형이 이루어지려면  $\Delta T_x \leq DT$ 이어야 하므로 듀티비와 권선수의 관계를 정리하면 식 (16)과 같다<sup>[4]</sup>.

$$D_b \left( 1 + \frac{N_1}{N_3} \right) \geq 1 \quad (16)$$

인덕터 전류가 연속전류모드로 동작하기 위한 인덕터 값의 범위를 구하면 식 (17)과 같다<sup>[4]</sup>.

$$L_b \geq \frac{D_b(1-D_b)^2 R_b}{2f} \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 \quad (17)$$

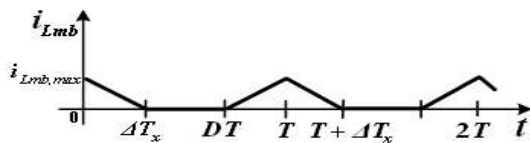


그림 4 방전시의 자화전류  
Fig. 4 Magnetizing current in discharging process

그림 3의 회로에서  $Q_2$ 가 닫혀 있을 때 인덕터 전류  $i_{Lb}$ 의 증가분을 고려하고  $i_{Lb}$ 의 맥동을 설계값을  $K_L$ 이라 하면 식 (18)이 성립하여야 한다.

$$\frac{|\Delta i_{Lb}|}{I_{Lb}} = \frac{V_{sb} D_b}{I_{Lb} L_b f} \leq K_L \quad (18)$$

지금까지 부스트 변환기를 해석함에 있어  $V_{sb}$ 가 일정하다고 가정하였다. 그러나 방전시 리튬전지 전류의 맥동을 해석하는 경우에는 예외이다.

방전시 리튬전지를 내부저항  $r_{sb}$ 를 고려한 전압원으로 대체한다. 그림 5는 본 논문에서 대상으로 한 리튬전지의 화성공정 한 사이클을 실험한 결과이다. 그림 5에서 구간 I은 CC모드 충전구간이고 구간 II는 CV모드 충전구간이며 구간 III은 CC모드 방전구간이다. 구간 II와 구간 III 사이의 구간은 충전에서 방전으로 변환되는 시점으로 변환기가 동작하지 않는 구간이다.

내부저항  $r_{sb}$ 는 그림 5에서 방전이 시작되는 5,135 [sec]에서 3[A]의 방전전류가 흐르기 시작하면 바로 0.25[V]의 전압강하가 발생함을 고려하여  $r_{sb}=0.25/3[\Omega]$ 으로 하였다.

방전시 부하단은 저항부하  $R_b$ 로 대체하였다.  $R_b$ 값은 식 (19)와 같다<sup>[4]</sup>.

$$R_b = \frac{V_{sb}}{I_{Lb} (1-D_b)^2} \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (19)$$

따라서 리튬전지 방전을 고려한 회로는 그림 6과 같다. 그림 6에서  $L_b$ 와  $C_b$  사이에 공진이 발생하지만 공진주기가 스위칭 주기의 수백 배가 되므로 한 스위칭 주기 내의 해석에서는  $L_b$ 와  $C_b$ 의 공진을 고려하지 않아도 된다. 예를 들어  $L_b=600[\mu H]$ ,  $C_b=1,000[\mu F]$ 일 경우

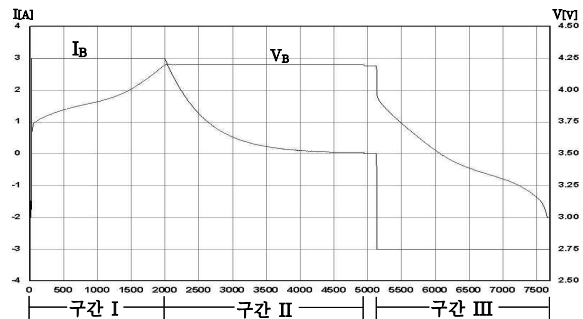


그림 5 화성공정 한 사이클 실험결과  
Fig. 5 Experimental results in formation process for one cycle

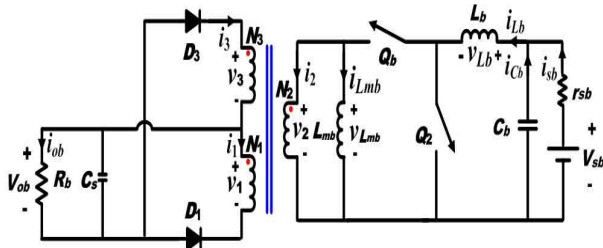


그림 6 방전시 회로  
Fig. 6 Circuit diagram in discharging process

에  $Q_2$ 가 닫혀 있을 때의 공진주기  $T_r$ 를 대략적으로 계산하면  $T_r=2\pi\sqrt{L_b C_b}=4,866.93[\mu\text{sec}]$  정도이다.

그림 6에서 전원측에 KCL을 적용하면 식 (20)과 같고 KVL을 적용하면 식 (21)과 같다.

$$i_{C_b} + i_{s_b} = i_{L_b} \tag{20}$$

$$\frac{1}{C_b} \int (-i_{C_b}) dt = V_{s_b} - r_{s_b} i_{s_b} \tag{21}$$

식 (21)의 양변을 미분하여  $i_{C_b}$ 를 구하고 이를 식 (20)에 대입하면 식 (22)와 같다.

$$r_{s_b} C_b \frac{di_{s_b}}{dt} + i_{s_b} = i_{L_b} \tag{22}$$

미소신호해석의 개념을 적용하여  $i_{s_b}$ 와  $i_{L_b}$ 를 나타내면  $i_{s_b}=I_{s_b} + \Delta i_{s_b}$ ,  $i_{L_b}=I_{L_b} + \Delta i_{L_b}$ 이 되며, 이를 식 (22)에 대입하여 정리하면  $I_{s_b}=I_{L_b}$ 이므로  $\Delta i_{s_b}$ 와  $\Delta i_{L_b}$ 의 관계는 식 (23)과 같다.

$$\Delta i_{s_b} = \left( \frac{1}{1+r_{s_b} C_b / \Delta t} \right) \Delta i_{L_b} \tag{23}$$

### 3. 충방전용 직류-직류 변환기 설계

본 논문에서 제안한 충방전용 변환기에서 충전시 직류전압원  $V_s$ 는 AC 3상 220[V]를 정류한 DC 311[V]이며 출력은 5[V], 3[A] 정격으로 설계한다.

충방전용 변환기를 설계함에 있어 먼저 앞서 설명한 충전회로와 방전회로의 동작을 모두 수행할 수 있는 일체형 충방전기를 구성한 다음에 전압, 전류, 주파수 특성을 만족하는 스위칭 소자를 선정한다. 그리고 변환기의 변압기 권선 수를 선정하고 충방전시 CC/CV 모드에서 설계조건을 만족하는 인덕터와 커패시터의 값을 설계한다.

### 3.1 충방전용 직류-직류 변환기의 구성

앞에서 선정한 충전회로와 방전회로를 결합하여 하나의 장치로 충전동작과 방전동작을 수행할 수 있는 충방전용 직류-직류 변환기를 구성한다. 그림 7은 충전과 방전을 하나의 장치로 수행할 수 있도록 포워드 변환기와 절연된 부스트 변환기를 기반으로 하여 구성된 리튬전지 충방전용 변환기이다.

그림 7의 충방전 변환기를 충전회로로 동작시킬 때에는  $Q_1$ 을 듀티비  $D_r$ 로 구동시키며  $Q_2$ 와  $Q_4$ 는 동작하지 않는다. 그림 7의 회로에 있는 다이오드  $D_4$ 가 그림 2에 있는  $D_4$ 의 역할을 한다.

그림 7의 변환기를 방전회로로 동작시킬 때에는  $Q_2$ 를 듀티비  $D_b$ 로 구동시킨다. 이때  $Q_1$ 은 동작하지 않으나  $Q_1$ 에 역병렬로 접속되어 있는  $D_1$ 이 그림 3에 있는  $D_1$ 의 역할을 한다. 그림 7에서  $Q_4$ 는 자기구동 스위치로서  $Q_2$ 와 상보동작을 한다.  $Q_2$ 가 닫혀 있으면  $Q_4$ 의 게이트와 소스 사이에 전압이 인가되지 않으므로  $Q_4$ 가 오프상태를 유지한다. 반면에  $Q_2$ 가 열려 있으면  $Q_2$ 의 양단전압이  $Q_4$ 의 게이트 신호가 되어  $Q_4$ 가 온상태가 되며 전류가  $Q_4$  소자에서 왼편에서 오른편으로 흐른다. 이와 같이  $Q_4$ 가  $Q_2$ 와 상보동작을 하므로  $Q_4$ 가 그림 3의  $Q_b$  역할을 수행한다.

### 3.2 스위칭 소자의 선정

리튬전지 충방전 시스템의 특성을 고려하여 스위칭 소자를 선정한다.

변환기의 특성상 입력단은 고전압 저전류이며 출력단은 저전압 대전류로 출력단에 있는 스위칭 소자들의 전압정격은 별 문제가 되지 않는다. 그러나 입력단은 고전압이므로 스위칭 소자의 전압을 고려하여야 한다.

그림 7의 입력단에 있는  $Q_1$ 과  $D_3$ 에 걸리는 전압은 식 (12) 및 식 (13)과 같으며 이 두 수식을 살펴보면  $N_1/N_3$  값이 커질수록  $v_{Q1}$  값은 증가하나  $v_{D3}$  값은 감소한다. 반대로  $N_1/N_3$  값이 작아지면  $v_{Q1}$  값은 감소하

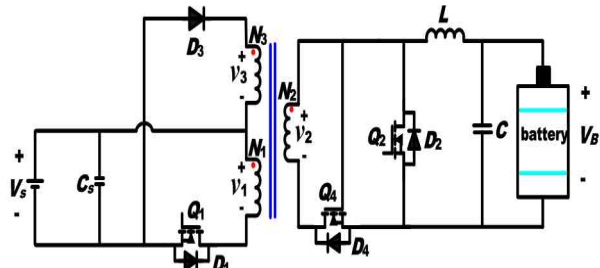


그림 7 리튬전지 충방전용 변환기  
Fig. 7 Charge/discharge converter for lithium battery

나  $V_{DS}$  값은 증가한다.  $Q_1$ 과  $D_3$  두 스위칭 소자 중 어느 한 소자에 높은 전압이 걸리도록 설계할 필요는 없으므로  $V_{Q1}=V_{DS}$ 가 되도록 하면 전압정격을 고려한 소자 선정에 유리하다. 식 (12)와 식 (13)에서  $N_3=N_1$ 이면  $V_{Q1}=V_{DS}=2V_{s}$ 가 된다.

본 논문에서 선정된 스위칭 주파수는 100[kHz]이고  $V_s=311[V]$ 이며 출력정격은 5[V], 3[A]이다.  $N_3=N_1$ 으로 선정하였으므로  $Q_1$ 과  $D_3$ 의 전압정격은 622[V]보다 높아야 한다. 충전시 능동스위치로 동작하는  $Q_1$ 은 소자에 걸리는 최대전압이 622[V]이므로 정격이 800[V], 2.1[A]인 IRFIB30G MOSFET을 선정한다. 충전시와 방전시에 모두 동작하는  $D_3$ 는 정격이 1,000[V], 1.0[A]인 UF4007로 선정한다. 방전시 능동스위치로 동작하는  $Q_2$ 는 출력단의 저전압 대전류의 특성을 만족하는 MOSFET인 정격 55[V], 21[A]인 IRFIZ34N으로 한다.  $Q_4$ 는 IRFIZ34N으로 선정하였는데, 도통저항이 0.04[Ω]으로 매우 작다.

### 3.3 변압기의 권선 수 선정

제안한 충방전용 변환기는 하나의 장치로 충전동작과 방전동작을 수행하므로 충전시에 사용되는 변압기가 방전시에도 사용된다. 따라서 변압기의 권수비는 충전회로로 사용되는 포워드 변환기의 변압기 권수비 범위와 방전회로로 사용되는 절연된 부스트 변환기의 변압기 권수비 범위를 모두 만족시킬 수 있도록 선정하여야 한다.

충전시 포워드 변환기의 자화 인덕턴스  $L_m$ 의 전류는 다음 주기가 시작되기 전에 다시 0이 되어야 하며 식 (3)이 성립하여야 한다. 또한 권수비를  $N_1=N_3$ 로 선정하였으므로 다음 주기가 시작되기 전에 변압기 코어를 초기 상태로 리셋시키기 위해서는  $D_f$ 가 0.5보다 작은 값이어야 한다. 그리고 통상 변환기의 가용 듀티비의 범위는  $0.1 \leq D_f \leq 0.9$ 이다. 따라서 포워드 변환기의 듀티비  $D_f$ 의 범위는 식 (24)와 같다.

$$0.1 \leq D_f \leq 0.5 \quad (24)$$

식 (2)에서  $V_s$ 가 311[V], 출력전압  $V_{ob}$ 가 정격 5[V]이면 충전시 변압기 권수비의 범위는  $6.22 \leq N_1/N_2 \leq 31.10$ 이다.

방전시의 절연된 부스트 변환기의 자화 인덕턴스  $L_{mb}$ 의 전류도 다음 주기가 시작되기 전에 0이 되어야 하므로 식 (16)이 성립하여야 한다. 이때 권수비를  $N_1=N_3$ 로 하였으므로  $D_b$ 는 0.5보다 큰 값이어야 한다.

또한 통상 변환기의 가용 듀티비의 범위  $0.1 \leq D_b \leq 0.9$ 를 고려하면 듀티비  $D_b$ 의 범위는 식 (25)와 같다.

$$0.5 \leq D_b \leq 0.9 \quad (25)$$

식 (15)에서 입력전압  $V_{sb}$ 가 5[V], 출력전압  $V_{ob}$ 가 311[V]이면 변압기 권수비의 범위는  $6.22 \leq N_1/N_2 \leq 31.10$ 이 된다.

따라서 충전시와 방전시의 변압기 권수비의 공통 범위는  $6.22 \leq N_1/N_2 \leq 31.10$ 이 된다. 본 논문에서는 그림 6의 변환기에서  $N_1=65\text{turn}$ ,  $N_2=4\text{turn}$ 으로 선정하였으며, 이때의 권수비는  $N=N_1/N_2=16.25$ 이다.

### 3.4 인덕터 설계

인덕터의 값은 충방전시 인덕터에 흐르는 전류가 연속적이며, 인덕터 전류의 맥동율이 3.0[%] 이하인 설계조건을 만족하는 값으로 설계한다.

인덕터의 값을 설계하기 위해 충전시와 방전시의 인덕터  $L_c$ ,  $L_b$ 의 범위를 구하면 다음과 같다.

충전시 인덕터  $L_c$ 에 흐르는 전류가 연속이기 위한 값의 범위는 식 (4)로부터 구할 수 있다. 식 (4)에서 부하저항  $R$ 는 출력전압이 정격 5[V]일 때 출력전류가 3[A]가 되도록 하는  $5/3[\Omega]$ 으로 하며, 스위칭 주파수는 100[kHz]이다. 또한  $D$ 값의 범위가 식 (24)와 같으므로 구하는  $L_c$ 의 범위는 다음과 같다.

$$L_c \geq 7.5[\mu\text{H}] \quad (26)$$

식 (5)에서  $L_b$ 의 범위를 구하면 식 (27)과 같다.

$$L_b \geq \frac{V_{of}(1-D_f)}{K_L I_L f} \quad (27)$$

$K_L$ 은 충전시 인덕터 전류의 맥동율 설계값으로서 3.0[%]이다. 충전시  $D_f$ 의 범위는 식 (24)와 같고 출력전압  $V_{of}$ 가 5[V], 전류  $I_L$ 가 3[A]이며 스위칭 주파수가 100[kHz]이므로  $L_b$ 의 범위는 다음과 같다.

$$L_b \geq 500[\mu\text{H}] \quad (28)$$

방전시 인덕터  $L_b$ 의 값도 충전시와 같이 두 조건을 고려하여 설계한다. 방전시 연속전류모드로 동작하기 위한 인덕터  $L_b$ 값의 범위는 식 (17)과 같다. 이 식에 식 (19)의  $R_b$ 값을 대입하여  $L_b$ 의 범위를 구할 수 있다.

$D_b$ 의 범위가 식 (25)와 같고  $V_{sb}=5[V]$ ,  $I_{Lb}=3[A]$ ,  $f=100[kHz]$ 이므로 구하는  $L_b$ 의 범위는 다음과 같다.

$$L_b \geq \frac{D_b V_{sb}}{2I_{Lb} f} = 7.5[\mu H] \quad (29)$$

식 (18)로부터  $L_b$ 의 범위를 구하면 식 (30)과 같다.

$$L_b \geq \frac{V_{sb} D_b}{K_L I_{Lb} f} \quad (30)$$

식 (30)에서  $K_L$ 은 방전시 인덕터 전류의 맥동율 설계 값으로 3.0[%]이다. 방전시  $D_b$ 값의 범위인 식 (25)를 고려하여  $L_b$ 의 범위를 구하면 식 (31)과 같다.

$$L_b \geq 500[\mu H] \quad (31)$$

제안한 충방전용 변환기는 하나의 장치로 충전동작과 방전동작을 수행하므로  $L_f L_b = L$ 이어야 한다. 식 (26), (28), (29), (31)로부터  $L$ 의 범위를 구하면  $L \geq 500[\mu H]$ 가 된다. 본 논문에서는 여유를 두어 600 $[\mu H]$ 로 설계한다.

### 3.5 커패시터 설계

제안한 충방전용 변환기의 커패시터 값은 본 논문의 설계조건을 만족하는 값으로 설계한다.

충전시 CC모드에서 리튬전지 전류 맥동율은 0.5[%] 이하, 인덕터 전류의 맥동율은 리튬전지 전류 맥동율의 6배인 3.0[%] 이하로 설계하므로  $\Delta i_{Rt} \leq \Delta i_{Lb}/6$ 이 성립하면 된다. 이를 만족하려면 식 (10)에서  $R C_f / \Delta t \geq 5$ 이어야 하며 이를 만족하는  $C_f$ 값의 범위는 식 (32)와 같다.

$$C_f \geq \frac{5 \Delta t}{R_f} \quad (32)$$

식 (32)에서 충전시의  $D_f$  범위가 식 (24)와 같고 스위칭 주기가 10 $[\mu sec]$ 이므로  $(\Delta t)_{max} = 5[\mu sec]$ 이며  $R_f = 5/3[\Omega]$ 이므로 충전회로의 커패시터  $C_f$ 의 범위는 다음과 같다.

$$C_f \geq 15[\mu F] \quad (33)$$

방전시 CC모드에서도 리튬전지 전류 맥동율은 0.5[%] 이하, 인덕터 전류의 맥동율은 리튬전지 전류 맥동율의 6배인 3.0[%] 이하로 설계하므로  $\Delta i_{sb} \leq \Delta i_{Lb}/6$ 이면 된다. 따라서 식 (23)에서  $r_{sb} C_b / \Delta t \geq 5$ 이어야 하므로  $C_b$ 의 범위는 식 (34)와 같다.

$$C_b \geq \frac{5 \Delta t}{r_{sb}} \quad (34)$$

식 (34)에서  $D_b$ 의 범위가 식 (25)와 같고 스위칭 주기가 10 $[\mu sec]$ 이므로  $(\Delta t)_{max} = 9[\mu sec]$ 이며  $r_{sb} = 0.25/3[\Omega]$ 이므로 구하는  $C_b$  값의 범위는 다음과 같다.

$$C_b \geq 540[\mu F] \quad (35)$$

충전회로에서  $C_f$ 는 충전시 CV모드에서 출력전압 맥동율을 결정하는 소자이며, 식 (11)에서  $C_f$ 의 범위를 구하면 식 (36)과 같다.

$$C_f \geq \frac{1 - D_f}{8 L_f K_V f^2} \quad (36)$$

본 논문에서 설계한 리튬전지 양단전압의 맥동율  $K_V$ 는 0.1[%] 이하이다.  $D_f$ 의 범위가 식 (24)와 같고  $L_f$ 가 600 $[\mu H]$ 이며 스위칭 주파수가 100 $[kHz]$ 이므로 설계조건을 만족하는 커패시터 값의 범위는 다음과 같다.

$$C_f \geq 18.75[\mu F] \quad (37)$$

제안한 변환기는 하나의 장치로 충전동작과 방전동작을 수행하므로  $C_f C_b = C$ 이어야 한다. 식 (33), (35), (37)로부터  $C$ 의 범위를 구하면  $C \geq 540[\mu F]$ 이다. 전압 맥동율은 커패시터의 ESR에 의한 영향을 무시할 수 없으므로 설계값보다 상당히 큰 값을 사용한다<sup>[6]</sup>. 본 논문에서는 여유를 두어  $C = 1,000[\mu F]$ 으로 설계한다.

## 4. 시뮬레이션

제안한 변환기가 설계조건에 부합하는지를 확인하기 위해 Simplerer를 사용하여 시뮬레이션한다.

시뮬레이션과 실험에 사용한 리튬전지는 Enerland사의 PF465690<sup>[5]</sup>이며, 공칭용량은 2,600[mAH]이고 가용전압범위는 3.0~4.2[V]이며 CC모드에서 3.0/2.6C=1.154C로 충방전한다. 본 논문에서는 실제 리튬전지의 가용전압범위인 3.0~4.2[V]를 고려하여 시뮬레이션한다.

리튬전지는 충전시에는 출력단의 전압과 전류의 크기를 고려한 저항으로 대체한다. 반면에 방전시에는 전원 역할을 하는 리튬전지를 전압원-저항 직렬회로로 등가화하고 부하는 양단에 직류 311[V]의 일정한 전압이 걸리는 저항으로 대체한다.

충전시와 방전시의 자화 인덕턴스  $L_m$ 의 값은 변압

기 입력단의 권선수  $N_1$ 와 턴당 인덕턴스인  $AL$ -value의 관계로 나타내진다<sup>[7]</sup>.

$$L_m = N_1^2 \times AL\text{-value} \times 10^{-9}[\text{H}] \quad (38)$$

본 논문에서 사용한 변압기 코어의 재료는 ISU CERAMICS사의 PM5 페라이트 코어로 EI2820 타입이며  $AL$ -value가 3,340이다. 파워드 변환기에서 입력단의 권선 수가  $N_1=65\text{turn}$ 이므로 식 (38)에 의해  $L_{mf}=14.11[\text{mH}]$ 이다. 또한 방전회로인 부스트 변환기의 경우에는 입력단 권선 수가  $N_2=4\text{turn}$ 이므로  $L_{mb}=0.05[\text{mH}]$ 이다.

#### 4.1 충전시의 시뮬레이션

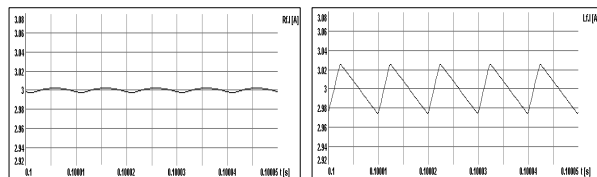
충전시 그림 7에서  $Q_1$ 이 능동스위치가 되어 파워드 변환기로 동작하며  $Q_2$ 와  $Q_4$ 는 동작하지 않는다. 따라서 충전시의 회로는 그림 2와 같다. 충전시 리튬전지는 CC모드에서는 전류가 3[A]로 일정하므로 출력전압  $V_o[V]$ , 3[A]의 출력조건을 고려하여  $R_F=V_o/3[\Omega]$ 인 저항으로 대체한다. CV모드에서는 리튬전지 전압이 충전상한전압인 4.2[V]로 일정하므로 인덕터  $L$ 에 흐르는 평균전류를  $I_L[A]$ 라 할 때  $R_F=4.2/I_L[\Omega]$ 인 저항으로 대체하여 시뮬레이션한다.

충전시 사용한 파라미터는 표 1과 같다.

표 1 충전시 시뮬레이션 파라미터  
Table 1 Simulation parameters in charging process

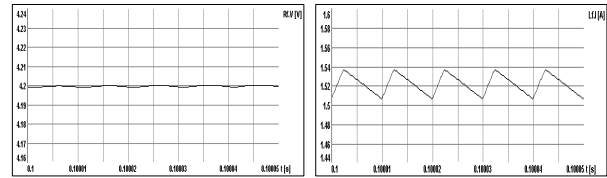
$V_{sf}$	311[V]	$L_f$	600[ $\mu\text{H}$ ]
$V_o(\text{CC모드})$	3.0~4.2[V]	$C_f$	1,000[ $\mu\text{F}$ ]
$V_o(\text{CV모드})$	4.2[V]	$L_{mf}$	14.11[mH]
$N_1(=N_3)/N_2$	16.25	$f$	100[kHz]

그림 8은 충전시 CC모드에서의 시뮬레이션 결과이다. 그림 8(a)는 리튬전지에 흐르는 전류의 파형으로 3[A]의 전류가 흐름을 확인할 수 있다. 이때 리튬전지



(a) 리튬전지 전류(CC모드) (b) 인덕터 전류(CC모드)

그림 8 충전시 CC모드에서의 시뮬레이션 결과  
Fig. 8 Simulation results at constant current mode in charging process



(a) 리튬전지 전압(CV모드) (b) 인덕터 전류(CV모드)

그림 9 충전시 CV모드에서의 시뮬레이션 결과  
Fig. 9 Simulation results at constant voltage mode in charging process

전류의 맥동율은 0.15[%]이다. 그림 8(b)는  $L$ 에 흐르는 전류의 파형으로서 맥동율이 1.73[%]이다.

그림 9는 충전시 CV모드에서의 시뮬레이션 결과이다. 그림 9(a)는 리튬전지 양단전압의 파형이며 리튬전지의 충전상한전압인 4.2[V]로 일정한 전압으로 충전되고 있다. 이때 출력전압의 맥동율은 0.017[%]이다. 그림 9(b)는 인덕터에 흐르는 전류 파형으로 평균값이 1.52[A]로 감소하였을 때이며 맥동율이 1.95[%]이다.

이상과 같이 CC모드로 충전할 때 리튬전지 전류의 맥동율이 0.15[%], 인덕터 전류의 맥동율이 1.73[%]이며, CV모드로 충전할 때 리튬전지 양단전압의 맥동율이 0.017[%], 인덕터 전류의 맥동율이 1.95[%]이다. 이 값들은 충전시 CC모드에서의 리튬전지 전류의 맥동율 0.5[%] 이하, CV모드에서의 리튬전지 양단전압 맥동율 0.1[%] 이하, 인덕터 전류의 맥동율 3[%] 이하인 설계조건을 만족한다.

#### 4.2 방전시의 시뮬레이션

방전시에는 그림 7의  $Q_2$ 가 능동스위치가 되어 부스트 변환기로 동작하고  $Q_4$ 는 자기구동 스위치로서  $Q_2$ 와 상보동작을 하며  $Q_1$ 은 동작하지 않는다. 방전회로는 부스트 변환기이지만 리튬전지가 전원 역할을 하므로 리튬전지를 전압원과 저항의 직렬회로로 등가화하였다. 따라서 방전시의 회로는 그림 3이 아니라 그림 6과 같다. 또한 부하단은 저항부하  $R_b$ 로 대체하였으며 이때  $R_b$ 값은 식 (19)에서  $I_{Lb}=3[A]$ ,  $N_1/N_2=17$  이므로  $R_b=96.33 V_{sb}/(1-D_b)^2$ 가 된다.

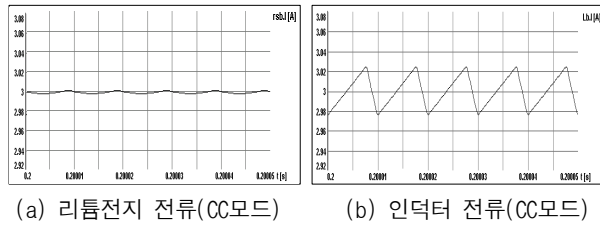
방전시 사용한 파라미터는 표 2와 같다.

표 2 방전시 시뮬레이션 파라미터  
Table 2 Simulation parameters in discharging process

$V_{sb}$	4.2~3.0[V]	$L_b$	600[ $\mu\text{H}$ ]
$V_{ob}$	311[V]	$L_{mb}$	0.05[mH]
$N_1(=N_3)/N_2$	16.25	$C_s$	22[ $\mu\text{F}$ ]
$f$	100[kHz]	$C_b$	1,000[ $\mu\text{F}$ ]



그림 10은 방전시의 시뮬레이션 결과이다. 그림 10(a)는 방전시 CC모드에서 리튬전지에 흐르는 전류의 파형이며 맥동율은 0.15[%]이다. 그림 10(b)는 CC모드 방전시의 인덕터 전류로서 맥동율은 1.62[%]이다. 방전시의 시뮬레이션 결과로부터 방전시 리튬전지 전류의 맥동율 0.5[%] 이하, 인덕터 전류의 맥동율 3.0[%] 이하인 설계조건을 만족함을 알 수 있다.



(a) 리튬전지 전류(CC모드) (b) 인덕터 전류(CC모드)

그림 10 방전시 CC모드에서의 시뮬레이션 결과  
Fig. 10 Simulation results at constant current mode in discharging process

### 5. 실험결과 및 검토

본 논문에서 제안한 충방전용 변환기의 유용성을 검증하기 위해 충방전용 변환기를 구성하고 충방전시험을 시행하였다.

충방전용 변환기와 같은 전력변환회로의 동작시 전력반도체 소자에 정격 이상의 스트레스가 걸리게 된다<sup>[8]</sup>. 본 연구에서는 스위칭 소자에 걸리는 전기적 스트레스를 줄이기 위하여 스위칭 소자의 양단에 R-C 스너퍼회로를 설치하였다. 실험에 사용한 리튬전지는 시뮬레이션에 사용한 전지와 동일하다.

그림 7과 같이 변환기를 구성하여 실험하였다. 실험에 사용한 변환기의 파라미터는 표 3과 같으며, 시뮬레이션 파라미터와 동일하다.

그림 11은 충전시 CC모드에서의 실험결과 파형이다. 그림 11(a)는 리튬전지에 충전되는 전류 파형이다. 리튬전지 전류의 맥동율은 0.43[%]로 설계 목표치인 0.5[%] 이하의 맥동율을 만족한다. 그림 11(b)는 인덕터 전류의 파형으로 맥동율은 2.83[%]이며, 설계값인

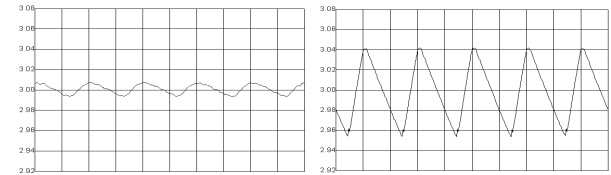
표 3 실험장치의 파라미터

Table 3 Parameters of experimentation setup

$V_S$	311[V]	$L$	600[ $\mu$ H]
$N_1(=N_3)/N_2$	16.25	$C$	1,000[ $\mu$ F]
$f$	100[kHz]	$C_s$	22[ $\mu$ F]

3.0[%] 이하를 만족한다.

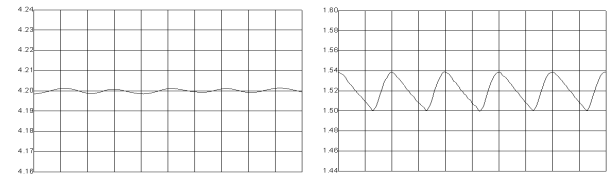
그림 12는 충전시 CV모드에서 실험한 파형이다. 그림 12(a)는 리튬전지 양단에 걸리는 전압 파형이다. 출력전압 맥동율은 0.083[%]로 0.1[%] 이하인 설계값을 만족한다. 그림 12(b)는 리튬전지가 충전상한전압인 4.2[V]에 도달하여 일정전압으로 충전되는 구간에서 인덕터에 흐르는 전류를 측정된 결과로서 평균전류가 1.52[A]일 때이다. 인덕터 전류의 맥동율은 2.57[%]로서 설계값인 3.0[%] 이하를 만족한다.



Horizontal : 5[  $\mu$ sec]/div. Vertical : 20[mA]/div.  
Horizontal : 5[  $\mu$ sec]/div. Vertical : 20[mA]/div.

(a) 리튬전지 전류(CC모드) (b) 인덕터 전류(CC모드)

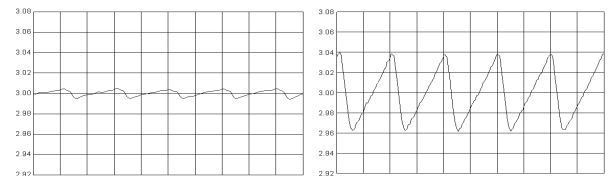
그림 11 충전시 CC모드에서의 실험결과  
Fig. 11 Experimental results at constant current mode in charging process



Horizontal : 5[  $\mu$ sec]/div. Vertical : 10[mV]/div.  
Horizontal : 5[  $\mu$ sec]/div. Vertical : 20[mA]/div.

(a) 리튬전지 전압(CV모드) (b) 인덕터 전류(CV모드)

그림 12 충전시 CV모드에서의 실험결과  
Fig. 12 Experimental results at constant voltage mode in charging process



Horizontal : 5[  $\mu$ sec]/div. Vertical : 20[mA]/div.  
Horizontal : 5[  $\mu$ sec]/div. Vertical : 20[mA]/div.

(a) 리튬전지 전류(CC모드) (b) 인덕터 전류(CC모드)

그림 13 방전시 CC모드에서의 실험결과  
Fig. 13 Experimental results at constant current mode in discharging process

그림 13은 방전시 CC모드에서의 실험결과 파형이다. 그림 13(a)는 CC모드로 방전할 때의 리튬전지 전류 파형으로 맥동율은 0.33[%]이며 설계 목표값인 0.5[%] 이하를 만족한다. 그림 13(b)는 인덕터 전류의 파형이며 맥동율은 2.60[%]로서 설계값인 3.0[%] 이하의 값을 만족한다.

이상의 실험결과로부터 본 논문에서 제안한 충방전용 변환기가 충전시 CC/CV모드 구간과 방전시 CC모드 구간 모두에서 설계조건을 만족하는 맥동율로 동작함을 알 수 있다.

설계한 변수를 적용하여 구성한 충방전 시스템을 실험하여 얻은 전압 및 전류의 맥동율이 시뮬레이션 결과에서의 맥동율보다 큰 값을 나타내는데, 이는 시뮬레이션에서 리튬전지의 화학적인 특성을 고려하지 않고 리튬전지를 충전시에는 저항으로 등가화하고 방전시에는 전압원-저항 직렬회로로 등가화한 영향인 것으로 생각된다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 리튬전지를 대상으로 하나의 장치로 충전과 방전 동작을 할 수 있는 2차전지 충방전용 직류-직류 변환기를 제안하고 설계하였다. 충전회로로 사용되는 포워드 변환기와 방전회로로 사용되는 절연된 부스트 변환기의 설계조건을 고려하여 해석하였으며, 해석을 바탕으로 하여 제안한 충방전용 변환기에 적합한 스위칭 소자를 선정하고 변압기 권선 수, 인덕터, 커패시터를 설계하였다.

제안한 충방전기는 충방전시 CC모드에서 리튬전지 전류의 맥동율을 0.5[%] 이하, 충전시 CV모드에서 출력전압 맥동율을 0.1[%] 이하, 충방전시 인덕터 전류의 맥동율을 3.0[%] 이하로 설계하였다.

설계 결과를 적용하여 시뮬레이션을 수행한 결과 충방전시 전압 및 전류의 맥동율이 제안한 변환기의 설계조건을 만족함을 확인하였다. 또한 충방전 시스템을 구성하고 실험을 시행하여 설계한 변환기가 설계조건을 만족함을 재확인함으로써 본 논문에서 제안한 리튬전지 충방전용 변환기 설계의 타당성을 입증하였다.

본 논문에서는 제안한 변환기의 동작특성을 중심으로 연구하였으나 상용화를 하려면 효율도 중요한 요소이다. 제안한 변환기를 대상으로 하여 효율 시뮬레이션을 수행한 결과 변환기의 효율은 충전시 72.15[%]이고 방전시 87.55[%]이어서 개선할 여지가 있으며, 앞으로 효율 향상에 관한 연구를 수행할 예정이다.

이 연구는 단국대학교 대학원 연구보조장학금의 지원으로 이루어진 것임.

## 참 고 문 헌

- [1] 사가라 이와오, “2차전지 전원의 기술동향”, *한국 월간전자기술*, pp. 148-154, 2000. 6.
- [2] 최해룡, 강병희, 목형수, 최규하, 신우석, “리튬 폴리머 전지의 충방전 특성 해석”, *전력전자학회 전력전자학술대회 논문집*, pp. 222-225, 1999. 7.
- [3] 홍순찬, 진희중, 백형래, 원충연, *PSpice를 활용한 전력전자공학*, 인터뷰전, 2005.
- [4] 김희선, 채수용, 정대택, 홍순찬, “자기구동 스위치를 이용한 절연된 부스트 변환기의 해석”, *조명·전기설비학회 논문지*, pp. 89-98, 2010. 6.
- [5] Data Sheet, “ENERLAND06-PF-HP-20D001”, Enerland Co. Ltd., 2006.
- [6] 김희준, *스위치 모드 파워 서플라이*, 성안당, 2005.
- [7] 김희준, *스위칭 전원의 기본 설계*, 성안당, 2002.
- [8] 홍순찬, 원충연, 김홍근, 정승기, 김광현, *전력전자공학*, 회중당, 1997.

## 저 자 소 개



### 김희선(金姬善)

1986년 8월 23일생. 2009년 단국대 전기전자컴퓨터공학부 졸업. 현재 동 대학원 전자전기공학과 석사과정.



### 정대택(鄭大澤)

1969년 1월 3일생. 1992년~2004년 (주)엘리코파워 연구소장. 2001년 숭실대 정보통신전자공학부 졸업. 2003년 한양대 공학대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 단국대학교 대학원 전기공학과 박사과정.



### 홍순찬(洪淳瓚)

1950년 2월 24일생. 1973년 서울대 전기공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1975년~1978년 해군사관학교 교수부 전기공학실 전임강사. 1978년~현재 단국대 전자전기공학부 교수. 1986년~1987년 미국 텍사스 A&M 대학교 방문교수. 1997년~2000년 대한전기학회 이사. 2002년 당 학회 회장. 2002년~2005년 단국대 공과대학 학장.