

# Zinc-Bromine 레독스 플로우 배터리를 이용한 독립형 마이크로그리드 ESS DC-DC 컨버터 설계 및 실증

최중묵<sup>1</sup>, 라순길<sup>1</sup>, 한동화<sup>1</sup>, 이영진<sup>1</sup>, 최규하<sup>†</sup>

## Design and Test of ESS DC-DC Converter using Zinc-Bromine Redox Flow Battery for Stand-alone Microgrid

Jung-Muk Choe<sup>1</sup>, Sun-Gil Ra<sup>1</sup>, Dong-Hwa Han<sup>1</sup>, Yong-Jin Lee<sup>1</sup>, and Gyu-Ha Choe<sup>†</sup>

**Abstract** - This paper proposes ESS DC-DC Converter using Redox Flow Battery (RFB) for stand-alone microgrid. Price, safety, expandability and dynamics are crucial in ESS. Reports show that Zinc-bromine (ZnBr) RFB is the best choice in ESS. Simple electrical ZnBr RFB model is obtained from charging test. DC-DC converter Inductor current-DCLink Voltage model is proposed for the DC microgrid. For the controller design in z-domain, the K-factor method is by considering nature of the digital controller. The control performance has been verified with simulation and hardware experiments. Lastly 10kW DC microgrid using RFB test result is shown.

**Keywords:** redox flow battery, RFB, stand-alone microgrid, battery, energy storage system

### 1. 서 론

최근 신재생 에너지원이 발전원으로서 널리 사용됨에 따라 전력변환장치 (Power Conditioning System :PCS) 의 적용분야도 확대 되고 있다. 이러한 PCS는 태양광이나 풍력 등 신재생 에너지원으로부터 전력을 계통에 적합하게 변환하여 공급한다. 계통과 직접 연결되어 전력을 공급하는 시스템은 계통연계형 시스템이라고 하며, 계통과 분리되어 독립된 부하군에 전력을 공급하는 시스템을 독립형 시스템 이라고 부른다. 이 중 섬이나 오지에서 신재생 에너지원을 이용하는 소규모 시스템을 독립형 마이크로그리드라고 한다. 계통연계형의 경우 에너지 저장장치 (Energy storage system : ESS)를 사용하여 첨두부하저감 그리고 부하평준화 기법 등에 사용한다. 독립형 시스템의 경우 신재생에너지원을 통해 전력 공급시 전원 측과 부하측의 전력은 항상 같을 수가

없기 때문에 대부분의 독립형 시스템은 ESS를 사용하여 잉여 전력을 저장하거나 부족시 전력을 공급하는 전력 제어를 한다.<sup>[1]</sup>

에너지를 저장하는 방법은 기계적, 화학적 또는 전지적 방법으로 할 수 있다. 물리적인 에너지 저장 방법은 양수발전, 플라이 휠과 압축공기 저장 방식이 대표적이다. 양수발전의 경우 막대한 투자비용이 소요되며 입지선정 또한 어렵다. 게다가 실제로 운영이 잘되고 있는 양수발전소는 많지 않다. 다른 물리적 방법인 플라이 휠은 회전자의 회전에너지로 저장하는 방식이며 순시 적으로 사용가능하고 효율이 낮다. 그리고 압축공기 저장방식은 탱크에 압축공기를 저장하였다가 연료와 동시에 연소한다. 이 과정에서 발생하는 전기와 열을 이용하는 방식인데 최근 영국의 WARICK 대학에서 소용량 압축공기 에너지저장장치를 개발 하였다.<sup>[2]</sup> 전기적인 저장방식은 자기에너지로 저장이 없는 초전도 코일에 저장하는 방식이다. 소용량으로 현재 울트라 커패시터가 사용되고 있다. 화학적인 에너지 저장방식으로 기존에 납축전지가 많이 사용되었으며 휴대용 전자기기의 발달로 리튬 계열 배터리들이 많이 사용되었다. 최근 연구에 따르면 Sodium Sulphur Battery (NAS) 와 RFB 가 대용량 에너지 저장 분야에서 타 저장장치와 비교했을 때 가장 경제적이라는 결과가 많다. 그림 1은 수명과 효율을 고려한 에너지 저장장치 상대적 가격비교 이다.<sup>[3],[4]</sup> 이 그

Paper number: TKPE-2014-19-2-2

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

<sup>†</sup> Corresponding author: ghchoe@konkuk.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Konkuk University

Tel: +82-2-450-3496 Fax: +82-2-447-9186

<sup>1</sup> Dept. of Electrical Eng., Konkuk University

Manuscript received Oct. 7, 2013; accepted Dec. 24, 2013

— 본 논문은 2013년 전력전자학술대회 우수추천논문임

— 본 논문은 편집위원회에서 우수기술논문으로 추천됨

래프는 충전과 방전을 빈번하게 하는 ESS를 대상으로 어떠한 저장장치가 가장 경제적인가를 보여준다. 물리적 저장장치는 설치비가 비싸므로 제외하고 RFB가 가장 경제적인 저장장치임을 알 수 있다.

본 논문에서는 독립형 마이크로그리드에서 전력을 제어하는 ESS를 설계하고 이를 시뮬레이션과 실증으로 검증하였다. 대상 시스템에서 저장장치는 RFB가 가장 적합하다고 판단하고 RFB 실험을 통하여 내부 저항을 구하였다. 또한 RFB용 DC-DC 컨버터 설계를 제안하였다. 제어기는 DC 링크 전압과 배터리 출력전류를 제어하는 이중루프로 설계하였다. 이를 위하여 소신호 모델을 통해 제어-인덕터 전류 모델을 구하였다. 인덕터 전류-DC 링크 전압 모델의 경우 센싱 받지 않는 복수의 외부 소스를 내부변수로 증가하는 모델을 제안하였다. 제안된 모델의 안정도를 판별하고 피드백 제어를 통해 보상하였다. 제어기는 Type-III 기반으로 설계되었으며 대상 디지털 컨트롤러의 지연요소를 포함하였다. 제안된 컨트롤러를 포함하는 컨버터는 시뮬레이션과 RFB를 연계한 실증을 통하여 검증하였다.

## 2. 시스템 구성

### 2.1 독립형 DC 마이크로 그리드

독립형 마이크로그리드는 각기 다른 에너지원과 부하의 링크를 하나로 연결해야 한다. 이를 위해 AC 또는 DC로 연결할 수 있다. AC의 경우 많은 상용 UPS 장치들을 쉽게 구할 수 있다는 장점이 있지만 위상동기화나 제어관점에서 어려움이 있다. DC로 연결 할 경우 위상이 없기 때문에 연결이 편리하고 가장 큰 용량을 차지하는 태양광과 에너지 저장장치의 전력부를 DC-DC 컨버터 하나로 가져갈 수 있다는 장점이 있다. 이는 전체 시스템의 효율을 향상시킨다. 정리하면 AC는 단일기기로 에너지원에서 부하로 공급하기에 적합하고, 본 시스템처럼 다중 에너지원이 접속되는 마이크로 그리드는 DC가 적합하다.

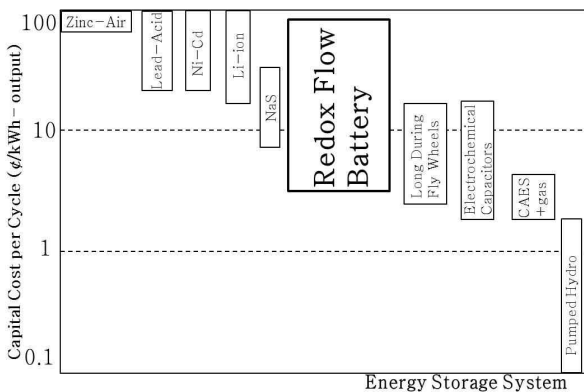


Fig. 1 ESS Capital cost per cycle comparison

그림 2는 대상 DC 마이크로그리드의 구성이다. 신재생 에너지원은 태양광과 풍력이 연결된다. 태양광은 DC 출력을 내기 때문에 DC-DC 컨버터가 연결되고 최대전력 추종 (Maximum power point tracking : MPPT) 운전을 한다. 여기서 태양광 입력 전압을 제어하고 제어기 출력으로 컨버터 출력 전류를 받는다. 풍력은 풍력발전기가 AC출력을 내므로 AC-DC 컨버터를 연결한다.

인버터는 사용자에게 전력을 공급하며 이때 출력전압을 상용 교류전압으로 제어한다. 에너지 저장장치는 본 시스템에서 앞서 설명한 RFB로 선택하였다. RFB용 DC-DC 컨버터는 마이크로그리드의 전력 공급 및 사용 여부에 따라 충전과 방전을 해야 하기 때문에 양방향으로 설계 되었다. RFB용 컨버터는 DC 링크 전압 제어를 하며 제어기 출력으로 전류 지령치를 받는다. 주어진 전류지령에 따라 컨버터는 배터리를 충전하거나 방전한다. 마지막으로 디젤 발전기는 마이크로 그리드 내에 전력 공급원이 없고 사용자가 전기를 쓰거나 배터리를 충전해야 할 때 사용한다.

### 2.2 레독스 플로우 배터리 (Redox Flow Battery)

그림 3의 RFB는 두 개의 전해액의 산화 환원 반응에 의하여 전기를 충전하고 방전 할 수 있다. 멤브레인은 타 전지와 다르게 용기 내에 있지 않고, 반응을 위해 전해액이 멤브레인으로 공급된다. 그림에서 펌프와 모터 드라이브는 외부탱크에 보관하는 전해액을 순환시키는 역할이다. RFB는 탱크와 독립적으로 구성이 가능하므로

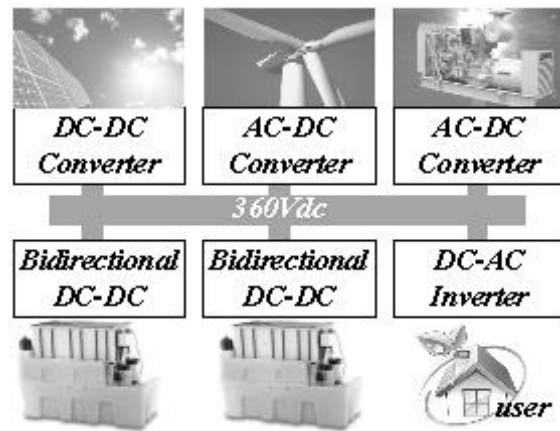


Fig. 2 Target Stand-alone DC microgrid structure

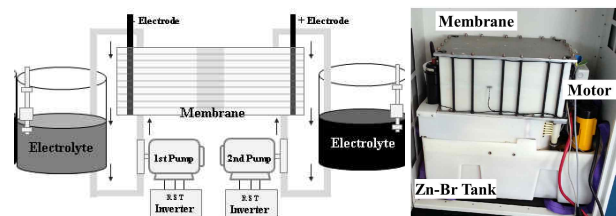


Fig. 3 Redox flow battery structure and an example photo

대용량화에 적합하며, 전해질을 리튬 배이스 배터리와 비교하여 구하기 쉽고 저렴하다.<sup>[5]</sup>

배터리의 상태를 시뮬레이션 하기 위해서는 배터리의 모델링이 필요하게 된다. RFB에 관한 소재 쪽의 연구는 활발히 진행되고 있으며 전기적 모델에 관한 연구도 진행되고 있다. Vanadium 계열의 RFB dynamic model에 대한 분석 그리고 확장 칼만 필터를 이용한 Vanadium 계열의 RFB 전기적 모델에 관한 연구가 있다<sup>[6,7]</sup>. 하지만 위의 모델의 각각의 변수를 얻기 위해서는 많은 반복적인 실험이 필요하다. 본 연구에서는 ZnBR RFB의 제한된 실험 조건 그리고 RFB의 정확한 추종보다는 제어기 설계에 우선순위를 두어 영향이 큰 직렬 등가 저항만을 고려한 모델을 사용한다. 이를 위해 이전의 다른 배터리 연구 결과를 참고할 수 있다.<sup>[8]</sup> 그림 4는 배터리의 간략한 등가 모델이며 이는 개방전압 (Open circuit voltage : OCV) 측정과 배터리 충전 전 실험데이터를 이용해 간략한 모델을 구할 수 있다.

$$\Delta R_{\text{Battery series resistor}} = \frac{\Delta V_{\text{BAT}}}{\Delta I_{\text{BAT}}} \quad (1)$$

식 (1)은 정상상태에서 순간적인 충전전압과 전류로 나타나는 배터리 전압 변화량을 이용해 직렬 내부저항을 구하는 식이다.

### 3. 아날로그 & 디지털 모델 설계

RFB용 DC-DC 컨버터는 3상 비절연형 부스트 컨버터로 설계 하였다. 이는 승압비가 인덕터의 내부저항에 제한을 받기 때문에 다상으로 설계하면 손실을 저감할 수 있기 때문이다.<sup>[9]</sup> 회로는 그림 5와 같으며 3개의 인덕터  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ 와 6개의 스위치, DC 링크측 커패시터  $C$ 와 그의 내부저항  $r_C$ 로 구성되어 있다. 입력 전원인 RFB는 전압  $V_{\text{BAT}}$ 와 직렬 내부저항  $r_B$ 로 구성되어 있다.

#### 3.1 소신호 모델 설계

RFB용 DC-DC 컨버터 인덕터 각 상에 흐르는 전류는 동일하므로 식 (2)와 같이 등가화 할 수 있다.

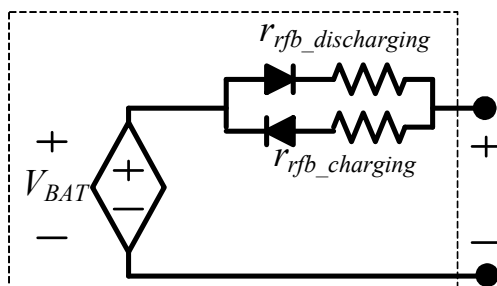


Fig. 4 Redox flow battery equivalent model

$$L_{eq} = \frac{1}{3}(L_1 + L_2 + L_3). \quad (2)$$

상태변수는 등가 인덕터에 흐르는 전류는  $i_{L_{eq}}$ 과 출력 커패시터  $C$ 의 전압  $v_C$ 이다.  $D$ 는 컨버터의 듀티, 와  $r_C$ 는 커패시터의 내부 저항이다. 외부 전류원으로 표현된  $i_{ex}$ 는 불특정한 하나 또는 그 이상의 외부 신재생에너지원 또는 부하이다. 기존 리튬이온 배터리를 모델링 시 배터리 직렬 등가저항을 사용하여 모델링하는 방법<sup>[10]</sup>으로 RFB의 직렬 등가 저항을  $r_{RFB}$ 로 정하였다. 시스템의 상태 방정식을 구하면 다음 식 (3)과 같고 이는 기존 부스트 컨버터 모델링 시 사용하는 방법<sup>[11]</sup>이다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_{eq}} \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(r_{RFB} + r_C)D - r_{RFB}D - D}{L_{eq}} & \frac{-D}{L_{eq}} \\ \frac{D}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_{eq}} \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_{eq}} \\ \frac{-1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ex} \\ v_{RFB} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{L_{eq}} \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ r_C D & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_{eq}} \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -r_C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ex} \\ v_{RFB} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$D' = 1 - D$$

위로부터 제어-인덕터 전류 모델  $G_{i_{eq}d}(s)$ 를 구하면 다음과 같이 표현 된다.

$$G_{i_{eq}d}(s) = \frac{\tilde{i}_{L_{eq}}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{-C(I_{ex}r_C + V_{RFB})s - I_{ex}D}{C_{DC}L_{eq}s^2 + (r_{RFB} + r_C D)s + D'^2} \quad (4)$$

#### 3.2 평균 모델 설계

양방향 컨버터는 사용자의 요구에 따라 전류지령 또는 전압 지령으로 동작 할 수 있다. 독립형 DC 마이크로그리드에서 배터리의 전압제어는 DC 링크단의 전력을 제어하기 위해 반드시 필요한 기능이다. 전압 제어기는 DC 링크단의 전압에 따라 충전과 방전 전류지령을 전류기에 전달하는 이중 루프 제어기로 구성된다. 일반

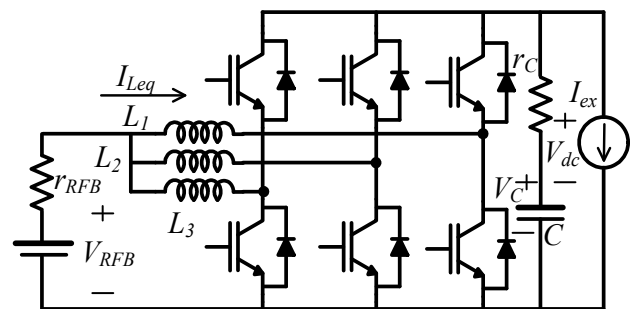


Fig. 5 DC-DC Converter for RFB Circuit

적인 단방향 부스트컨버터의 경우 미리 예상하는 부하 저항을 이용해  $G_{i_{eq}}(s)$   $G_{v_d}(s)$ 를 구하여 서로 나누어  $G_{v_{i_{eq}}}(s)$ 를 구한다.<sup>[11]</sup> 하지만 실제 DC 마이크로그리드에서 양방향 컨버터가 링크단의 전압제어를 할 때 외부의 전원들은 외부전류원으로 구현 된다. 이를 식 (5)와 같이 듀티를 고려하여 평균모델로 도식화 하면 그림 6과 같다.

$$V_B = \frac{V_{RFB}}{D}, I_L = D I_{Leq}, L = L_{eq}, r_B = \frac{r_{RFB}}{D^2}. \quad (5)$$

외부 전류원은 컨버터 입장에서 알 수 없는 소스이다. 이를 제어공학에서는 외란이라고 말한다. 본 논문에서 제안한 모델은 단일 또는 복수의 외부 전류원을 컨버터 변수로 모델링하여 컨버터의 양방향 전력제어를 가능하게 한다. 외부 전류원을 나타낸 평균모델 상태방정식은 식 (6)과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(r_B+r_C)}{L} & -\frac{1}{L} \\ r_C s + \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{DC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_B + \begin{bmatrix} 0 \\ r_C s + \frac{1}{C} \end{bmatrix} i_{ex}. \quad (6)$$

위 식을 MGF (Mason's gain formular) 로 나타내면 그림 7과 같다.

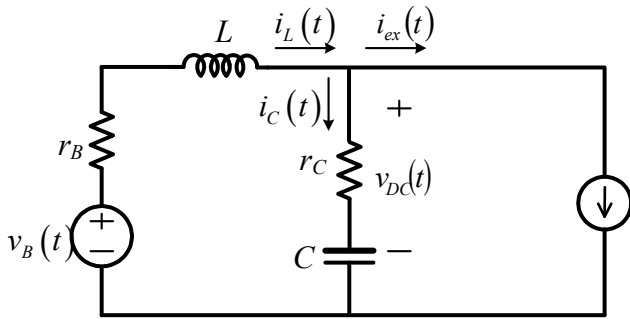


Fig. 6 RFB DC-DC Converter Average model

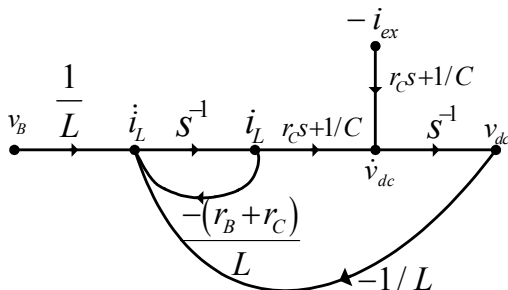


Fig. 7 MGF of RFB DC-DC Converter

여기서 외부 전류는 현재 컨버터가 알 수 없는 변수이기 때문에 전달함수를 구할 수 없다. 제안된 모델은 외란 입력을 마치 외란이 없는 형식으로 모델링한다. 즉 링크전압의 변화량은 링크단에 입출력되는 전류 변화량의 적분치 이기 때문에 식 (7)을 이용하여  $i_{ex}(t)$ 의 영향을 예측하는 시스템으로 변환이 가능하다.

$$i_{ex}(t) = i_L(t) - \frac{\dot{v}_{dc}(t)}{r_C + 1/C}. \quad (7)$$

이를 이용하여 다시 MGF를 구하면 그림 8과 같다.

인덕터 전류-DC 링크 전압 모델  $G_{vi}(s)$ 을 구하면 식 (8)과 같다.

$$G_{vi}(s) = \frac{G_{v_{B^*} v_{dc}}(s)}{G_{v_{B^*} i_L}(s)} = \frac{\left\{ \frac{1}{Ls^2} \left( r_C s + \frac{1}{C} \right) \right\} - \frac{1}{Ls^2} + \frac{1}{Ls^2}}{1/Ls} = \frac{r_C Cs + 1}{Cs}. \quad (8)$$

### 3.3 디지털 모델

시스템의 제어기 구현은 디지털 프로세서에 의하여 구현되기 때문에 디지털 제어기 설계가 필요하다. 제어기를 디지털로 설계하기 위해서는 아날로그와 다르게 두 가지 지연요소를 고려해야 한다. 첫째는 DPWM(digital PWM) 지연 효과이다. 이는 식 (9)로 나타난다.<sup>[12]</sup>

$$G_{pwm}(s) = e^{-s \frac{T_s}{2}}. \quad (9)$$

DPWM 지연을 고려한 수정된 플랜트 모델은 식(10)과 같다.

$$G_{im}(s) = G_{pwm}(s) G_{id}(s) \quad (10)$$

다른 하나는 프로세서 내부에서 소프트웨어 연산으로 반복되는 지연이다. 이는 식 (11)처럼 적용되며 매 샘플링타임 마다 소프트웨어에서 반복되는데 보통 PWM carrier의 peak나 valley 에 동기화된다.

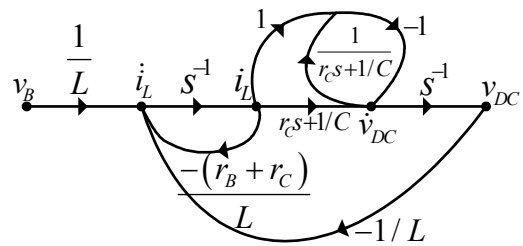


Fig. 8 Proposed modeling MGF of RFB DC-DC Converter

Table 1 Converter parameter

Parameter	Value
RFB voltage ( $V_{RFB}$ )	120 [V]
DC-link voltage ( $V_{DClink}$ )	360 [V]
Inductance ( $L_1, L_2, L_3$ )	3 [mH]
DC-link Capacitance ( $C$ )	3300 [mF]
DC-link ESR ( $r_C$ )	0.004 [ $\Omega$ ]
RFB ESR ( $r_{RFB}$ )	0.6 [ $\Omega$ ]
Switching Frequency ( $f_{SW}$ )	10 [kHz]

$$G_{idz}(z) = z^{-1}Z[G_{im}(s)]. \quad (11)$$

PWM 스위칭 주기를  $T_{sw}$  라고 하면 단위 샘플링 지연과 DPWM지연을 1.5  $T_{sw}$ 의 ZOH 로 구현 가능하다.

### 3.3 모델 적용

RFB용 DC-DC 컨버터의 세부 파라미터는 표1과 같다. 배터리의 정격 전압은 120V이며 DC 링크 전압은 360V 이다. 이를 통해 평균 듀티를 구하면 식 (12)와 같다.

$$D = 1 - \frac{120V}{360V} \approx 0.67. \quad (12)$$

표1과 듀티를 이용하여 컨버터의 플랜트 모델을 구하면 다음과 같다.

$$G_{id}(s) = \frac{0.4033s + 3.333}{7.467e^{-7}s^2 - 6.735e^{-4}s + 0.03704} \quad (13)$$

이를 DPWM지연을 고려하면 다음과 같다.

$$G_{im}(s) = e^{-0.5e^{-4}s} \frac{0.4033s + 3.333}{7.467e^{-7}s^2 - 6.735e^{-4}s + 0.03704}. \quad (14)$$

이를 임펄스 불변 변환을 통하여  $z$ -domain 변환하고 단위 샘플링 지연을 고려하면  $G_{idz}(z)$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$G_{idz}(z) = \frac{51.65z - 51.61}{z^3 - 1.913z^2 + 0.9137z} \quad (15)$$

같은 방법으로 지연성분을 고려한 디지털 인덕터 전류-DC링크전압 전달함수  $G_{viz}(z)$ 을 구하면 식(16)과 같다.

$$G_{viz}(z) = \frac{0.02976}{z^2 - z}. \quad (16)$$

## 4. 제어기 설계<sup>[13]</sup>

### 4.1 전류제어기

앞서 RFB용 DC-DC 컨버터 플랜트 모델을 구하였다. 이를 위한 피드백 제어기를 설계하기 위해 제어기의 대역폭을 스위칭 주파수의 1/10인 1kHz로 설정하였다. 이때의 위상여유를 70도로 가져가고자 한다. 대역폭에서 내부전류 루프 위상은 46도이며 적분기를 거치게 되면 -44도 이다. 이를 설계치에 맞게 가져가기 위해서 제어기는 114도의 위상이득을 갖도록 설계해야 한다. 본 제어기는 이를 위해 식 K-factor 피드백 제어기 설계법인 Type-III 보상기를 사용하였다.<sup>[14]</sup> 이를  $G_{idz}(z)$ 에 적용하면 K는 식 (17)과 같이 구해진다.

$$K = \left[ \tan \left( \frac{PM - (90 - \theta_b) \times \pi / 180}{4} + \frac{\pi}{4} \right) \right]^2 \approx 12.23. \quad (17)$$

여기서 디지털 시스템에 맞게 주파수 프리워핑을 고려하면 pre-warped 주파수의 대역폭은 다음과 같이 재계산된다.

$$f_{cpw} = \frac{1}{T_{sw}\pi} \tan(f_c T_{sw}\pi) \approx 1.034 [kHz] \quad (18)$$

이를 통해 보상하는 제어기를 구하면 다음과 같다.

$$G_{ic}(z) = \omega_{cpw} \frac{G_b T_s}{K} \frac{T_s}{2} \frac{(z+1)}{(z-1)} \frac{\left( 1 + \sqrt{K} \frac{2(z-1)^2}{\omega_{cpw} T_s (z+1)} \right)}{\left( 1 + \frac{2(z-1)^2}{\sqrt{K} \omega_{cpw} T_s (z+1)} \right)} \\ = \frac{0.01201(z+1)(z-0.83)^2}{(z-1)(z+0.06377)^2}. \quad (19)$$

설계된 컨트롤러를 통해 내부전류루프 이득과 보상된 이득을 보드선도로 나타내면 그림 9와 같다. 대역폭 1kHz에서 목표치인 70도의 위상여유를 확인 할 수 있다.

### 4.2 전압제어기 설계

이중루프 제어기에서 외부루프는 내부루프 대역폭의 약 1/5 정도가 적당하다. 외부 전압 루프 피드백 제어기의 목표치는 대역폭 300Hz에서 위상여유를 80도를 갖도록 설정하였다. 외부 전압루프는 300Hz에서 Gain이 -16.1dB 이며 위상은 -106도 이다. 이를 목표치에 맞게 가져가기 위해서는 Gain을 16.1dB 보상하며 96도의 위상이득을 갖도록 설계해야한다. 전압제어기도 전류제어기와 마찬가지로 Type-III 보상기를 사용하여 동일한 설계과정으로 구하였으며 결과는 식 (20)과 같다.

$$G_{vc}(z) = 1.5685 \frac{(z+1)(z-0.9004)^2}{(z-1)(z-0.7088)^2}. \quad (20)$$

이를 통해 외부전압루프 이득과 보상된 이득을 보드 선도로 나타내면 그림 10과 같다. 대역폭 300Hz에서 목표치인 80도의 위상여유를 확인 할 수 있다.

## 5. 시뮬레이션 및 실험

전체 시스템의 구성은 그림 2와 같다. RFB 배터리는 현재 구하기 어렵다. 그 이유는 제조사도 드물 뿐더러 프로토타입도 일반 기업이나 연구소에 보안을 이유로 쉽게 제공하지 않는다. 시스템의 사전 제어기 검증 실험은 실험실에서 파워서플라이를 통하여 진행하였고, 전체 DC 마이크로그리드에 연계한 RFB 운전 실증은 RFB를 보유하고 있는 중국에서 진행하였다. 따라서 인버터의 출력전압은 220V 이고 주파수는 국내보다 낮은 50Hz 이다.

### 5.1 RFB 내부 직렬저항 측정

대상 RFB 스택의 파라미터는 다음 표2와 같이 직렬

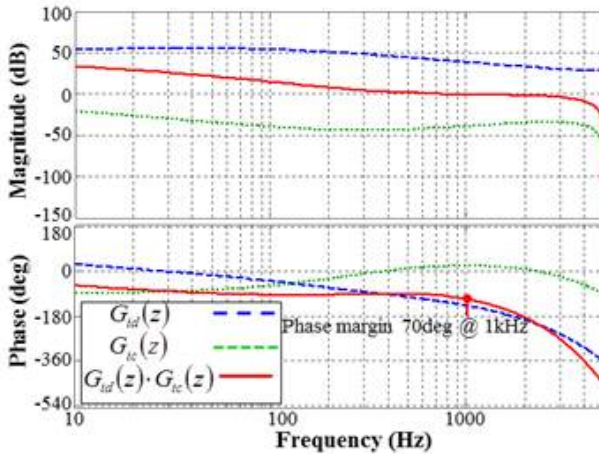


Fig. 9 Bode plot of inner loop gain, current controller and compensated gain

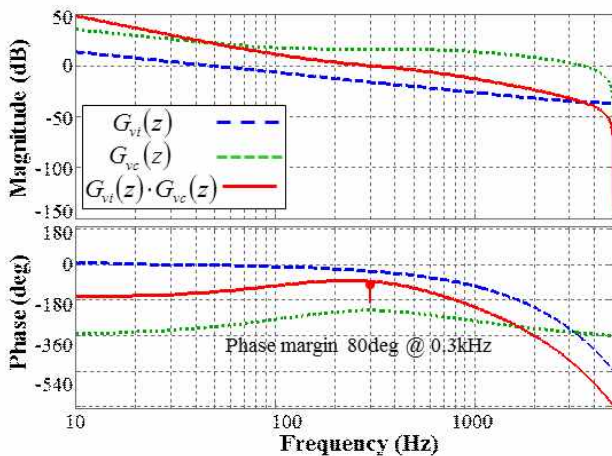


Fig. 10 Bode plot of outer loop gain, voltage controller and compensated gain

Table 2 Parameter of ZnBr Redox Flow Battery

Parameter	Value
Positive cell Electrolyte	$Zn^{2+} + 2e^- \rightarrow Zn$
Positive Redox Potential	-0.763 [V]
Negative cell Electrolyte	$Br_2 + 2e^- \rightarrow Br$
Negative Redox Potential	1.087 [V]
Cell Voltage	1.85 [V]
Series Cell Number	60
Pack Voltage range	60~120 [V]
Total Capacity	5 [kWh]

60셀로 구성되어있으며 출력 전압 범위는 60V에서 120V이다. 직렬 충전저항을 구하기 위해 1분간 0A에서 30A 까지 충전하고 다시 30A까지 방전 하였다. 결과는 그림 11과 같다. 앞서 설명한대로 RFB 직렬 내부저항을 식(1)을 통하여 계산하면다음과 같다.

$$R_{charging} = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{17.2V}{28A} \approx 0.61\Omega$$

$$R_{discharging} = \frac{20.1V}{33.9A} \approx 0.59\Omega. \quad (21)$$

충방전 전류에 따른 배터리 전압변화량으로 얻어진 내부 직렬 저항은 식 (21)과 같다.

### 5.2 전류 제어 성능 검증

설계된 전류제어의 성능을 검증하기위하여 시뮬레이션과 실험을 진행하였다. 시뮬레이션은 PSIM 9.0을 사용하였으며 파라미터는 표 1과 동일하다. 제어기는 앞서 설명한 DPWM과 연산지연이 고려되었다.

이를 이용하여 먼저 컨버터 모델과 제어기를 AC sweep을 이용하여 분석하면 그림 12와 같다. 대역폭에서 위상여유는 71.65도로 설계치에 근사함을 확인 할 수 있다.

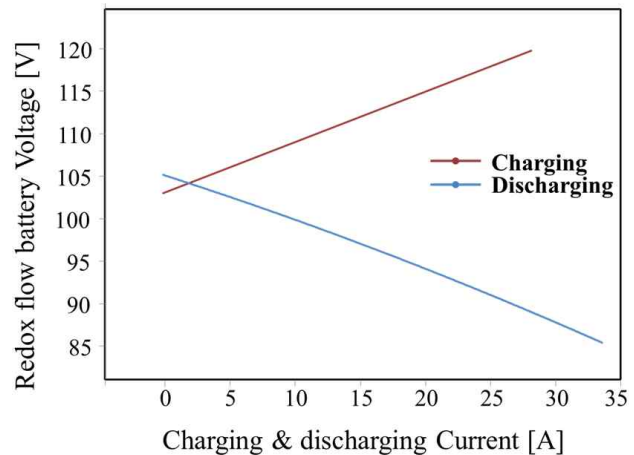


Fig. 11 RFB charging and discharging voltage and current graph

그림 13(a)는 충전시 전류지령을 5A에서 25A로 스텝 인가했을 때의 시뮬레이션 결과이다. 이를 통하여 25A를 오버슈트 없이 50ms 이내에 추종함을 확인 할 수 있다. 다음 그림 13(b)는 실험 결과이다. 실험을 위하여 그림 16의 RFB용 DC-DC 컨버터를 사용하였다.

제어부는 TI사의 TMS320F28335를 사용 하였으며 Semikron사의 IGBT인 SKM75GB128D를 사용하였다. 이하 파라미터는 표 1과 동일하다. 본 전류 제어 성능 검증 실험에서 입력 전원은 파워서플라이를 사용하였으며

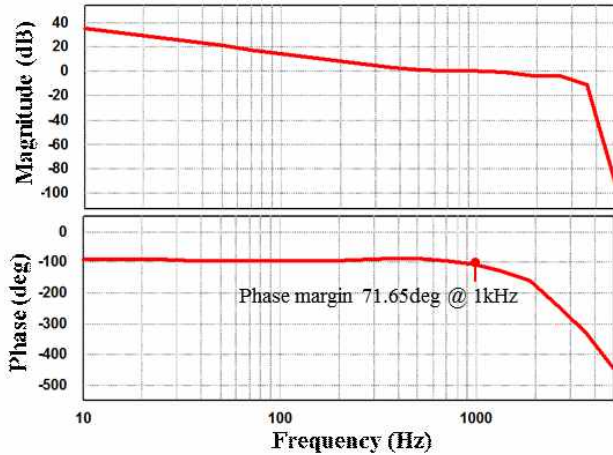


Fig. 12 Current compensated gain AC sweep result

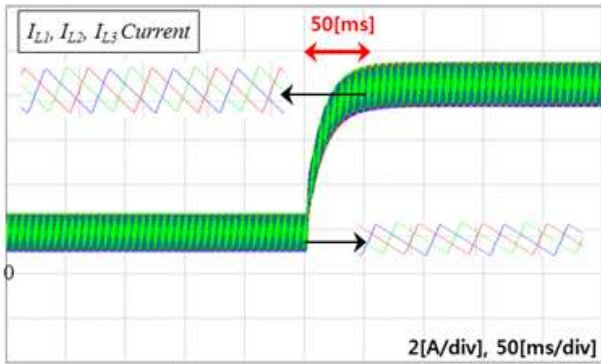
출력에는 저항부하를 연결하였다. 그림 13(b) 역시 오버슈트 없이 지령을 50ms 이내에 추종하며 이는 시뮬레이션과 동일한 결과를 확인하였다.

반대로 그림 14(a)는 방전 전류지령을 -5A에서 -25A로 스텝 인가했을 때의 시뮬레이션 결과이다. 설계된 1kHz의 대역폭을 갖는 Type3 제어기는 전류의 스텝 입력을 약 50ms의 지연시간을 갖고 추종하는 것을 알 수 있다. 충전 실험을 위하여 컨버터의 방향을 반대인 벽컨버터 모드로 운전하였다.

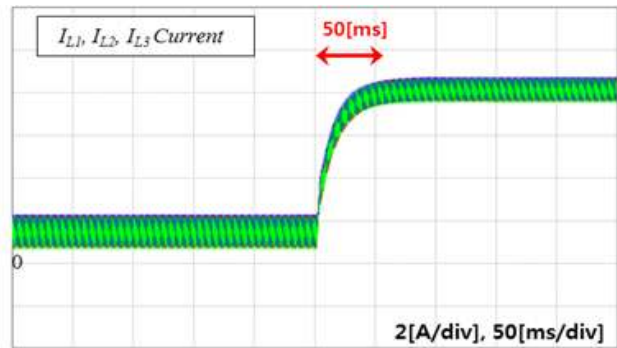
그림 14(b)는 방전 전류 실험 파형이며 이는 시뮬레이션 결과와 실험 결과 동일함을 알 수 있다.

### 5.3 DC 마이크로 그리드 실증 테스트

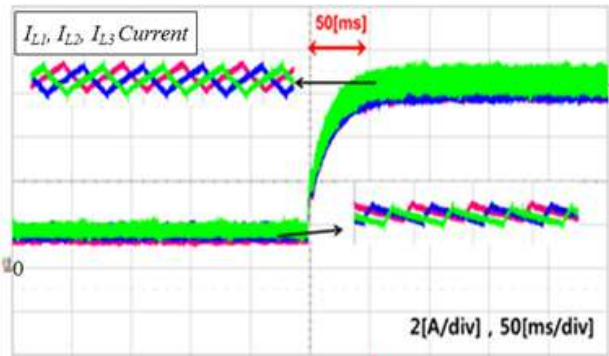
DC 마이크로 그리드의 구조는 그림 2과 같으며 RFB를 제어할 DC-DC 컨버터 그림 15와 같이 하드웨어로 제작하였으며 본 컨버터 입력에는 RFB를 연결하며 출력은 DC 링크에 연결하였다. 여기서 컨버터가 배터리를 통해 운전하는 전력은  $P_{BAT}$ 이다. 단상인버터의 입력은 DC 링크에 연결되고 출력에는 사용자의 부하가 연결된다. 인버터의 전력은 부하에 의해 결정되며 이는  $P_{INV}$ 로 나타내었다. 이외에 그림 1에는 신재생에너지원과 디젤발전이 연결되어있다. 이는 RFB용 DC-DC 컨버터 입장에서 모두 하나의 외부전원이므로  $P_{EX}$ 로 나타내었다. 현재 실증에는 외부에서 신재생에너지인 태양광 전원이



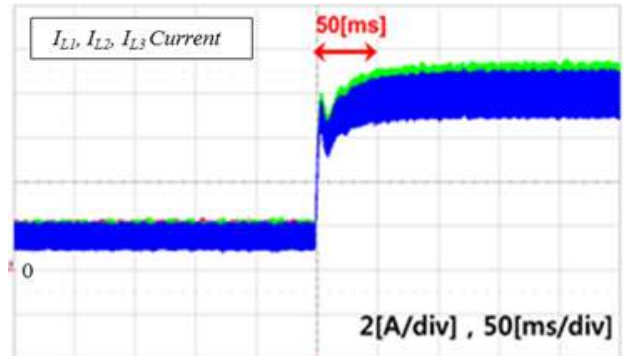
(a) 5A to 25A Simulation waveform



(a) -5A to -25A Simulation waveform



(b) 5A to 25A Experiment waveform



(b) -5A to -25A Experiment waveform

Fig. 13 Charging Reference current Step response

Fig. 14 Discharging Reference current Step response

Table 3 Power Control Test Scenario

Test Case	External Source Power $P_{EX}$	Inverter Power (Load) $P_{INV}$	RFB Power $P_{BAT}$
Case 1	4 [kW]	2 [kW]	4-2= 2 [kW]
Case 2	4 [kW]	4 [kW]	4-4= 0 [kW]
Case 3	4 [kW]	6 [kW]	4-6= -2[kW]
Case 4	4 [kW]	8 [kW]	4-8= -4[kW]

2대의 컨버터를 통하여 링크에 연결되었다. 태양광 모듈은 총 6kW급 용량이다.

RFB용 DC-DC 컨버터의 검증은 제안된 DC 마이크로 그리드에 연계 진행하였으며 표 3 분 실증의 시나리오이다. 태양광이 일정하게 발전하고 있는 상태에서 부하를 점차 높여나가는 4개의 Case를 정했다. 제안된 DC-DC 컨버터는 5kWh 용량의 RFB를 입력 전원으로 사용하였다.

이를 이용하여 마이크로 그리드의 가장 중요한 DC 링크 전압을 제어하는데 이는 설계된 이중루프 제어를 이용하여 전압제어를 수행하며 전력의 입출입 양에 따라 전류지령을 내려 배터리를 충전 또는 방전 한다. 그림 16는 DC 마이크로 그리드에 제안된 컨버터가 연계하여 운전하는 시뮬레이션 결과이다.

그리드 내에서 직접 부하가 연계되는 것이 아니고 인버터에 부하가 연계되기 때문에 단상 독립운전 인버터를 연결하였다. RFB 연계 시험은 중국에서 진행되므로 인버터 출력은 동일하게 220V 50Hz 하였고 인버터의 부하는 스텝으로 순차적으로 증가한다. 초기에 신재생에너지 외부 전원  $P_{EX}$ 은 4.2kW 공급되며 인버터  $P_{INV}$ 는 2.7kW를 부하에 공급한다. 남은 1.4kW는 배터리  $P_{BAT}$ 를 충전한다. 0.1초가 지나면  $P_{INV}$ 는 4.5kW로 증가하고 배터리는 거의 운전하지 않는다. 0.2초에서  $P_{INV}$ 는 6.2kW이며  $P_{BAT}$  방향이 바뀌어서 방전을 한다. 이때부터 모든 전력은 인버터 쪽으로 공급된다. 0.4초에  $P_{INV}$ 는 7.3kW이며 RFB는 4.1kW를 공급한다. 인버터가 운전하게 되면 인버터 출력주파수의 두배 저주파리플이 발생한다.<sup>[15]</sup>

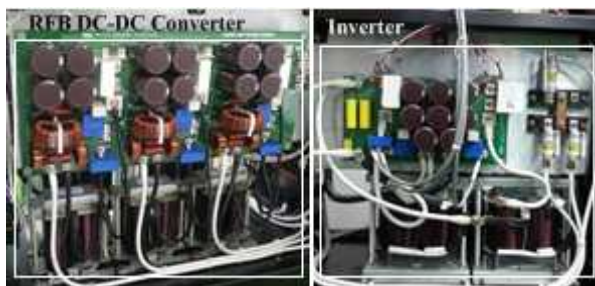


Fig. 15 Experimental set of Converter and Inverter

현재 시뮬레이션상에서 외부 전원은 직류 전류원을 사용하였다. 이 때문에 100Hz 성분의 전력 변동은 RFB 측 DC-DC 컨버터가 감당하게 된다. 이 때문에 RFB 전류과형에 100Hz의 전류과형이 크게 발생함을 볼 수 있다. RFB 전압에도 리플이 존재함이 확인되다. 여기서 RFB 전압이 방전량이 증가할수록 감소하는 원인은 EFB 내부에 직렬 저항이 있기 때문이다.

실증을 위해 제작된 그림 15의 시스템을 이용하여 진행 하였으며 결과는 그림 17과 같다. 인버터 출력은 220V 50Hz이며 결과 파형에서 인버터 출력전류  $I_{INV}$ 이 50Hz 임을 확인할 수 있다. 외부 전원  $P_{EX}$ 는 3.9kW 에서 4.6kW 까지 변동하면서 운전하고 있다.  $V_{BAT}$  배터리 전압과  $I_{BAT}$  배터리 전류는 RFB의 출력이며 결과 파형 전체에서 확인할 수 있다. 그림 17(a) 에서 RFB는 1.4kW로 충전을 하고 있다. 그림 17(b) 에서는 RFB가 거의 동작을 안 하고 있다. 즉 DC 링크 전력의 입출입이 거의 동일하기 때문에 전압제어만을 하고 있다. 이때  $P_{EX}$ 는 4.6kW 이며  $P_{INV}$ 는 4.5kW의 부하가 연결 되었다. 그림 17(c)에서  $P_{INV}$ 의 부하가 증가하여  $P_{EX}$ 의 3.9kW 이외에 추가로 RFB는 2.2kW를 방전 하고 있다. 그림 17(d)에서  $P_{INV}$ 의 부하가 7.5kW로 더 증가하여 RFB는 3.5kW를 방전하고 있다. 이는 대상 60셀 RFB 단일 스택의 최대 출력이다. DC 링크단 전압은 모니터링을 통해 360V로 제어됨을 확인하였다.  $P_{EX}$ 는 계속적으로 약 4kW를 공급했고 부하는 인버터를 통해 점차적으로 증가 하였다. 링크단의 전력량이 변화함에 따라 컨버터는 전압제어를 수행하고 그 결과로 전류지령을 생성하여 충전과 방전을 안정적으로 수행함을 확인할 수 있다.

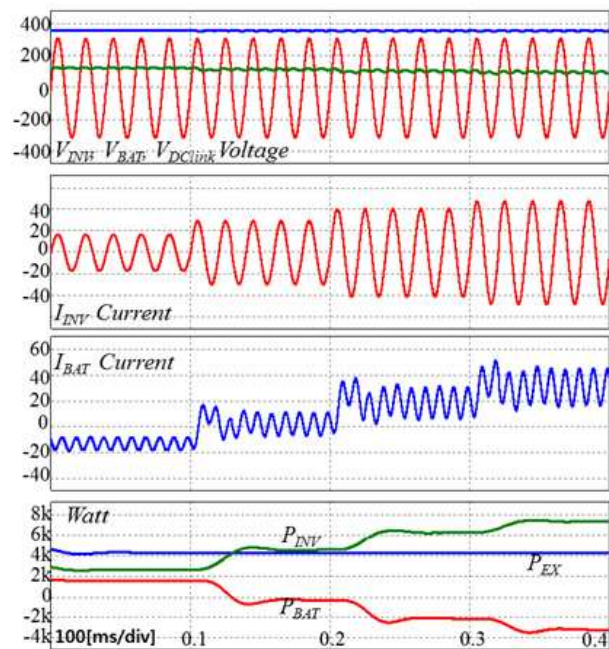


Fig. 16 DC Microgrid Test Scenario simulation result



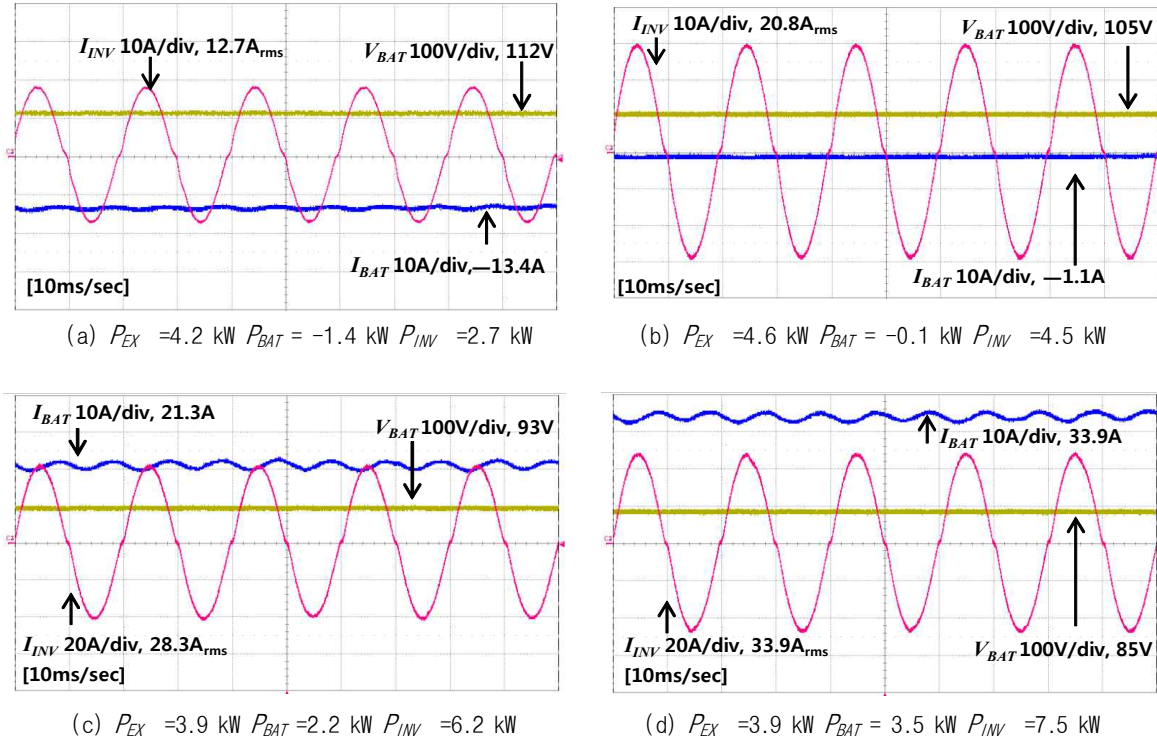


Fig. 17 RFB Voltage and RFB Current waveforms by AC load changing

### 6. 결 론

본 논문은 독립형 마이크로그리드 시스템의 전력제어를 위한 컨버터 설계와 실증을 다루었다. 여기서 국내 전력전자 분야에서 생소하지만 경제적으로 가능성이 많은 RFB를 ESS로 선택하였다. RFB를 ESS로 사용한 것은 이전에도 존재 한다<sup>[3,5]</sup>. 하지만 기존 장치들은 이전 납배터리용 전력변환장치를 그대로 사용하는 경우가 있었고 독립형이면서도 RFB의 구동전원을 계통에서 사용해야 하는 불완전한 시스템이 있었다. 본 연구의 기존과 차별성 그리고 성과는 다음과 같다.

1. 신재생에너지와 RFB 를 독립형 마이크로그리드로 연계 운전하였다. 제안된 컨버터는 부하의 변동에 따라 충전과 방전을 하였고 링크단 전압을 지령값으로 제어하였다. 또한 현재 RFB의 최대 출력이 약 0.6C 임을 확인하였다.

2. 독립형 ESS에서 저장장치 측 컨버터의 기본역할인 링크단 전압제어 및 양방향 운전 수행을 위한 컨버터 모델링을 하였다. 컨버터 외부 전류를 내부변수로 변환 등가 모델링을 제안하였다.

3. 컨트롤러는 실제 지연성분을 고려하여 디지털제어기로 설계하였다. 이는 튜닝 없이 시뮬레이션과 실험에 적용하였다.

4. RFB는 전지분야에서는 많이 연구 되었지만, 전력전자 분야인 RFB용 충방전기 설계 결과가 많이 없어 이를 다루었다. 이전 연구는 시스템적인 실증 연구와 기존시스템을 이용한 결과이다<sup>[3,5]</sup>. 실험을 통하여 ZnBr RFB 60셀 내부 직렬 저항을 계산하였고 이는 동일전압의 상용 리튬폴리머 배터리 내부 직렬 저항보다 20배 큰 것을 알아내었다.

세부적인 연구를 위해 차후 RFB를 입수 할 예정이며 현재 부족했던 실험을 추가적으로 진행하여 RFB 전기적 모델링에 대한 연구를 진행 할 것이다. 또한 RFB에 최적 성능을 낼 수 있는 고성능 인버터 회로 토폴로지와 제어기 설계가 진행할 것이다.

이 논문은 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (NRF-2013R1A1A2013256)

### References

[1] R. Teodorescu, P. Rodriguez, M. Liserre, "Power electronics for PV power systems integration," *Industrial Electronics IEEE*, pp. 4532-4614, July 2010.

[2] H. Sun, X. Luo, J. Wang, "Management and control strategy study for a new hybrid wind turbine system,"

in Proc. 50th IEEE. Decision and Control and European Control Conf, Orlando, pp. 3671-3676, 2011.

- [3] P. Lex, "The zinc/bromine battery system for utility and remote area applications," *Power Engineering Journal*, Vol. 13, Iss. 3, pp. 142-148, 1999.
- [4] "Storage Technologies comparison," Electricity Storage Association, Washington, DC. [Online]. Available: [http://www.electricitystorage.org/technology/storage\\_technologies/technology\\_comparison](http://www.electricitystorage.org/technology/storage_technologies/technology_comparison), Apr. 2009.
- [5] B. Jonshagen, P. Lex, "Z-BESS A Distributed Energy Storage Installation," *IEEE Power Eng. Soc. General Meeting*, San Francisco, CA, pp. 305-308, June 2005.
- [6] M. R. Mohamed, H. Ahmad, M. N. Abu Seman, S. Razali, M. S. Najib, "Electrical circuit model of a vanadium redox flow battery using extended Kalman filter," *Journal of Power Sources*, Vol. 239, pp 284-293, Oct. 2013.
- [7] R. L. Fares, J. P. Meyers, M. E. Webber, "A dynamic model-based estimate of the value of a vanadium redox flow battery for frequency regulation in Texas," *Applied Energy*, Vol. 113, pp 189-198, Jan. 2014.
- [8] M. Chen, G.A. Rincon-Mora, "Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance," *IEEE Trans. Energy Conversions.*, Vol. 21, Iss. 2, pp. 504-511, June 2006.
- [9] Fundamentals of Power Electronics, 2nd ed., Kluwer academic publishers., R. W. Erickson, D. Maksimovic, pp. 200-250, 2001.
- [10] S. H. Lee, T. P. An, H. J. Cha, "Mitigation of Low Frequency AC Ripple in Single-Phase Photovoltaic Power Conditioning Systems," *Journal of power electronics*, Vol. 10, No. 3, pp. 328-333, May 2010.
- [11] T. S. Hwang, S. Y. Park, "Seamless Boost Converter Control Under the Critical Boundary Condition for a Fuel Cell Power Conditioning System," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, Iss. 8, pp. 3616-3626, Aug. 2012.
- [12] D. M. Van de Sype, and et al, "Small-signal z-domain analysis of digitally controlled converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 21, No. 2, pp. 470 - 478, Mar. 10 2006.
- [13] Y. H. Cho, H. S. Mok, J. K. Ji, J. S. Lai, "Digital Control Strategy for Single-phase Voltage-Doubler Boost Rectifiers," *Journal of power electronics*, Vol. 12, No. 4, pp. 623-631, July 2012.
- [14] H. D. Venable, Optimum feedback amplifier design for control systems, Venable Ind., Austin, TX. [Online]. Available: <http://www.venable.biz>
- [15] T. H. Kim, S. J. Lee, W. J. Choi, "Design and Control of the Phase Shift Full Bridge Converter for the On-board Battery Charger of Electric Forklifts," *Journal of power electronics*, Vol. 12, No. 1, pp. 113-119, Jan. 2010.



### 최중묵(崔重默)

1983년 1월 1일생. 2008년 건국대 전기공학과 졸업. 2010년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2010년~2011년 LS산전 중앙연구소. 2011년~현재 동 대학원 박사과정.



### 라순길(羅順吉)

1952년 10월 13일생. 2003년 세명대 전기공학과 졸업. 2005년 건국대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년~현재 동 대학원 박사과정.



### 한동화(韓棟華)

1982년 11월 17일생. 2008년 건국대 전기공학과 졸업. 2010년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2014년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박).



### 이영진(李永鎭)

1983년 2월 26일생. 2008년 건국대 전기공학과 졸업. 2010년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2014년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박).



### 최규하(崔圭夏)

1955년 7월 24일생. 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1987년~1988년 미국 오레곤 주립대 전기공학과 Post-Doc. 1998년~1999년 버지니아주립대 교환방문교수. 1997년~1998년 건국대 연구처 처장. 1996년~현재 건국대 산업기술연구원 인버터제어기술 연구센터 소장. 1999년~현재 건국대 부설전력전자기술연구소 소장. 2002년~2004년 건국대 교무처 처장. 1996년~현재 전기안전공사 전기안전기술 자문위원. 2007년~2008년 당 학회 회장역임. 2012년~2013년 건국대 부총장. 현재 건국대 전기공학과 교수.