

고역률, 고효율 충·방전기

김은수 조기연 변영복 구현희
(한국 전기 연구소)

Charging-Discharging System with High Power Factor, High Efficiency

Eun-Soo Kim Kee-Yeon Joe Young-Bok Byun Heun-Hoi Koo
(K E R I)

Abstract

This paper presents equipment for charging and discharging with high power factor and high efficiency. This equipment is consisted of 3 ϕ SPWM AC/DC converter for improving input current waveform and input power factor, and bidirectional DC/DC converter for electric isolation in the DC link Part. Therefore, Input power factor and the total efficiency in the proposed system can be increased more than in the conventional phase-controlled thyristor charging-discharging System

1. 서론

최근 정보화 사회의 진전에 따라 축전지를 사용하는 직류전원장치가 증가하는 추세에 있고, 일반적으로 Thyristor와 Diode와 같은 반도체 소자를 적용한 충전설비는 상용 AC 입력전류에 많은 고조파 성분을 포함한 왜형된 Pulse상의 전류를 발생시키므로 이러한 고조파 전류가 다른 전원으로 유입되어 전자기기들을 오동작 시키는 등의 고조파 장해를 일으키므로 IEC 555-2에서 고조파 전류의 규제를 검토하고 있고(200W 이상의 Power Level에서는 3조파 전류의 최대값이 2.3A 이하로 규제되고 있음), 이러한 규제는 무역장벽의 큰 요인으로 대두될 수 있다.

따라서, 앞으로 국내에서도 이러한 IEC 규격에 대응할 수 있는 제품의 개발이 필요하고, 전력전자와 고속 스위칭 반도체 소자인 IGBT, Power Mosfet 등의 발전 및 보급에 따라 충전장치의 소형화, 경량화, 저잡음화 및 고효율화가 크게 요구되고 있다.

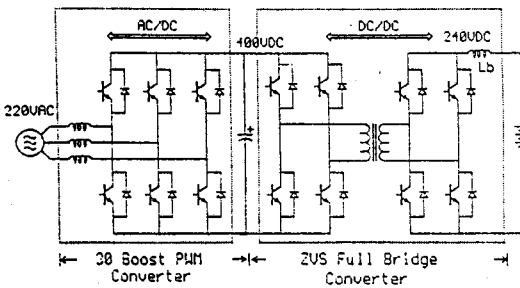


그림 1. 고역률 고효율 충방전기 주 회로도

본 연구에서는 Battery 제조설비에 적용하는 고역률, 고효율 충·방전기에 관한 것으로 충·방전기 주 회로구성이 그림 1과 같이 AC/DC 입력부에 입력역률 및 입력전류파형을 개선시키기 위한 양방향 전력수수가 가능한 3상 정현파 펄스 폭 변조(SPWM) AC/DC 컨버터로 구성되고, 고효율 및 전기적 절연을 위해 양방향성 Phase Shift ZVS FB (Zero Voltage Switching Full Bridge) 컨버터로 구성되어져 있어 기존의 Thyristor 방식의 충방전기에 비해 소형, 경량 및 고역률을 가질 수 있도록 구성된 충방전기에 대한 연구 내용이다.

2. 고역률 고효율 충방전기

2.1 3 ϕ SPWM AC/DC 컨버터

충·방전기 AC/DC 입력부분에 적용된 3상 정현파 펄스폭 변조 (Sinusoidal Pulse Width Modulation : SPWM) 컨버터는 Battery의 에너지를 AC 상용 입력전원으로부터 충전시키고, 다시 AC 상용 입력전원으로 방전시, AC 입력전류를 정현파로 제어하면서, 고조파 왜형을 5% 이하, 역률 0.95 이상 얻기위한 수단으로서 사용되고 주 회로구성은 3상 승압(Boost) 인덕터와 3상 전압원 컨버터로 구성된다.

이 주회로에 대한 동작을 그림2에 나타낸 바와 같이 한상에 대하여 표현하면 두가지 Mode로 나타낼 수 있다.

Mode 1. 3상 AC/DC 컨버터부 스위치 T₁이 off이고, T₂가 Turn on 되었을때 "3상전원 → L_R → T₂ → 3상전원"의 단락 Mode가 되어 인덕터 전류는 상승하고, 그 에너지는 승압인덕터(L_R)의 Magnetic Field에 축적된다. 반면에 같은 Leg쪽에 있는 다이오드(T₁D)는 역 바이어스 되어있고, 출력캐패시터 C_o가 전력을 부하 (DC/DC 컨버터부)에 공급한다.

$$V_R - L \frac{dI_R}{dt} = 0 \quad \dots (1)$$

Mode 2. 3상 AC/DC 컨버터부 T₂가 Turn off 하자마자 승압 인덕터(L_R)에 축적된 에너지는 AC 상용 입력전원에서 오는 에너지와 함께 다이오드 T₁D를 통하여 출력캐패시터 C_o에 인가된다.

$$V_R + L \frac{dI_R}{dt} - V_o = 0 \quad \dots (2)$$

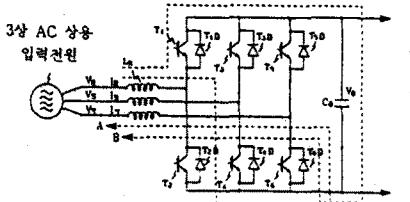
여기서, 스위칭 주파수가 입력전압의 주파수보다 훨씬 높다면 한 스위칭 주기에서 스위치의 평균 On-Off Duty Cycle를 정의하는 d'를 매개로 하여 식 (1)과 (2)를 묶을 수 있다.

$$V_R - L \frac{dI_R}{dt} - d'V_o = 0 \quad \dots (3)$$

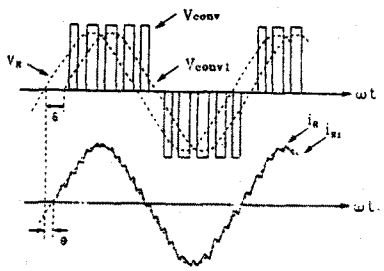
여기서 mode 1 : $d' = 0$ 이고, mode 2 : $d' = 1$ 이다. 한상분에 대한 입력상전압 V_R 이 정현파라 가정하면 $V_{conv} = Cd'V_o$ 와 I_R 의 기본과 주파수분은 각각 Phasor \vec{V}_{conv1} 와 \vec{I}_R 로써 표현될 수 있고, 전원주파수 $\omega = 2\pi f$ 에서 기준위상 $\vec{V}_R = V_R e^{j\omega t}$ 로서 독립적으로 \vec{V}_R 을 선택하면

$$\vec{V}_R = \vec{V}_{conv1} + \vec{V}_{L1} \quad \dots (4)$$

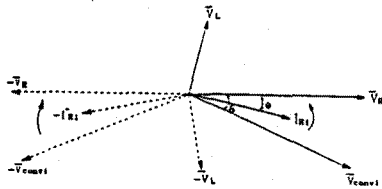
여기서 $\vec{V}_{conv1} = d'V_o$, $V_{L1} = j\omega L_R \vec{I}_R$ 로 나타내고, 위 식에 대응하는 위상도를 그림 2(c)에 나타냈다. 여기서 입력전류 I_R 은 임의의 상각각 θ 에 의해 입력상전압 V_R 에 지연된다.



(a) 주회로 동작원리



(b) 3φ SPWM 컨버터 동작파형



(c) 3φ SPWM 컨버터의 위상벡터도

그림 2. 3φ SPWM AC/DC 컨버터의 동작파형 및 위상 벡터도

따라서 I_R 에 대하여 식을 풀면

$$I_R e^{j\theta} = \frac{V_R e^{j\omega t} - V_{conv1} e^{-j\theta}}{\omega L_R} \\ = \frac{V_R - V_{conv1} (\cos \delta - j \sin \delta)}{\omega L_R} \quad \dots (6)$$

$$I_R = \sqrt{\frac{(V_R - V_{conv1} \cos \delta)^2 + (V_{conv1} \sin \delta)^2}{(\omega L_R)^2}} \quad \dots (7)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{V_{conv1} \sin \delta}{V_R - V_{conv1} \cos \delta} \quad \dots (8)$$

(7),(8)식으로 부터 주어진 전원전압 V_R 과 L_R 에 대하여 전원전류 I_R (기본파성분)의 크기 및 위상은 유일하게 그림 3의 제어회로에서 삼각파와 비교되는 정현 변조 전압에 의해 결정된 V_{conv1} 에 의해 제어될 수 있다.

따라서, AC 상용 입력전원에서 DC link 출력 캐패시터 C_o 로 순변환동작시 입력역률 1은 θ 를 Zero로 하기 위해서 V_{conv1} 를 가변시킴으로써 성취될 수 있고, DC link 출력 캐패시터 C_o 에서 AC 상용입력전원으로 방전시 V_{conv1} 의 크기 및 위상을 제어하여 θ 를 -180° 로 함으로써 방전시도 AC 입력전류를 정현파로 제어하면서 거의 입력 역률 1제어를 할 수 있도록 구성되어진다.

그림 4(a), (b)는 3φ SPWM AC/DC 컨버터의 충전(순변환동작)과 방전시(역변환동작)의 각각에 대한 입력상전압, 상전류의 실험 파형이다.

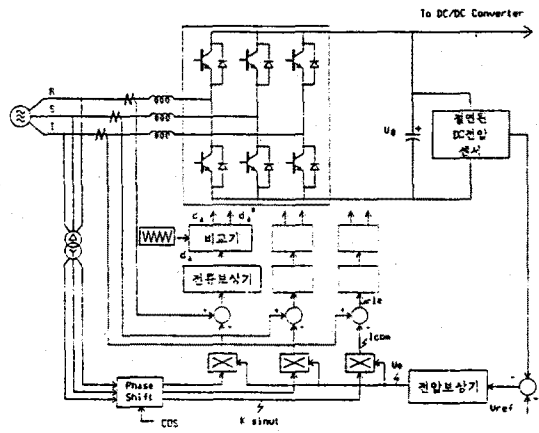
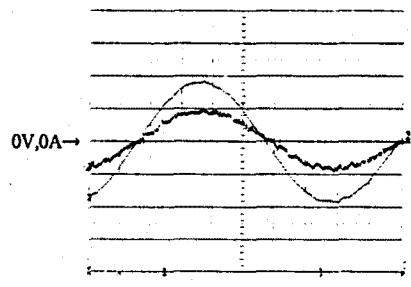
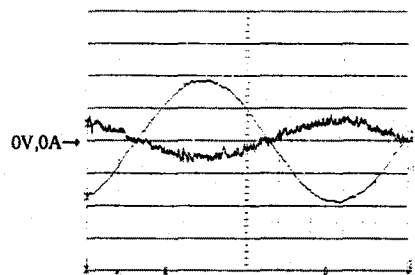


그림 3. 3φ SPWM AC/DC 컨버터 제어회로 블록도



(a) 충전시(100V/div, 10A/div, 2ms/div)



(b) 방전시(100V/div, 10A/div, 2ms/div)

그림 4. 3φ SPWM AC/DC 컨버터의 충전과 방전시의 입력상전압, 상전류의 실험파형

2.2 양방향 전력수수가 가능한 DC-DC 컨버터

전기적 절연 및 변압기의 소형, 경량화 할 수 있고, 전압 및 전류의 안정화와 충·방전기능을 고기능화 할 수 있도록 양방향 DC/DC 컨버터를 그림 5와 같이 구성했다.

3상 정현파 펄스폭 변조 (SPWM) AC/DC 컨버터부에서 전원이 공급되어 Battery로 에너지를 공급하는 충전시는 그림 8의 등가회로에서 처럼 3상 SPWM AC/DC 컨버터 부에서 출력되는 기준전압 V_o 보다 더 높은 전압을 공급해 주어야 하므로 양방향 전력수수가 가능한 DC/DC 컨버터의 역변환 동작은 승압형 (Step up) 컨버터로 동작되도록 구성되어진다.

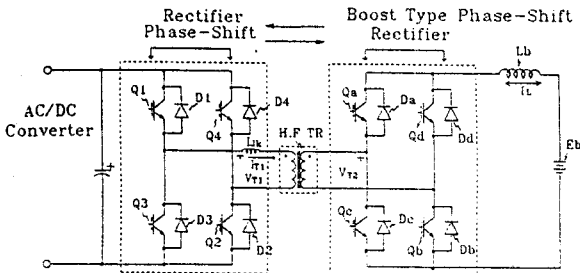


그림 5. 양방향 전력수수가 가능한 DC/DC 컨버터

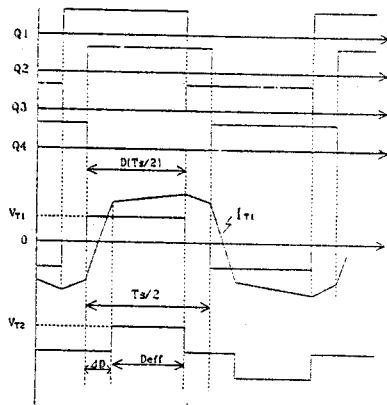


그림 6. DC/DC 컨버터 1차측 Bridge 충전(순변환 동작)시 Timing도

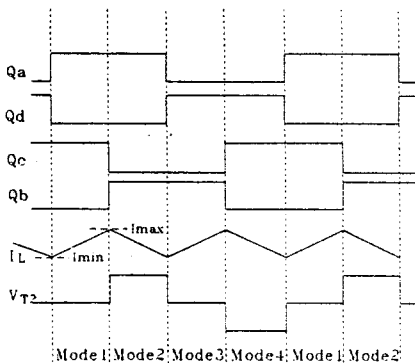


그림 7. DC/DC 컨버터 2차측 Bridge 방전(역변환 동작)시 Timing

순변환 동작시(충전시)의 Mechanism은 기존 ZVS FB DC/DC 컨버터와 같고 이에 대한 동작은 다음과 같다.

그림 6에서 처럼 1차측 Bridge Q_2 와 Q_4 에 대한 Gate 신호가 Q_2 와 Q_4 에 대하여 Phase Shift 되게 함으로써 고주파 변압기 (H·F TR) 2차측 전압이 Zero인 시간간격동안 (AD) 1차측 Bridge 스위치 중 하나는 항상 Left-On 되게 제어된다. 이에 대하여 예를 들면 스위치 Q_1 이 Open 되었을 때 전류(누설분의 전류)는 같은 Leg에 있는 스위치 Q_3 의 역병렬 다이오드가 도전하기 시작할 때까지 스위치 Q_1 의 기생 캐패시턴스를 충전하면서 전류(轉流)한다. Q_3 의 역병렬 다이오드 D_3 가 도전했을 때 같은 Leg에 있는 Q_3 는 영전압 조건에서 Turn-On될 수 있고, 또한, Q_2 가 Open 되었을때 Q_2 의 기생캐패시턴스를 충전하면서, 동시에 변압기에 흐르는 전류는 Q_4 의 역병렬다이오드 D_4 를 통해서 도전하게 된다. 이때 Q_4 를 Turn-On시킴으로써 Q_4 는 영전압조건에서 Turn-On 되고, 교번전류가 $Q_4 \rightarrow H \cdot F TR \rightarrow L_{lk} \rightarrow Q_3$ 를 통해 흐르게 되도록 동작된다.

이는 기존 FB PWM 컨버터와 관련된 기생진동의 문제를 해결할 수 있도록 고주파변압기 (H·R TR) 누설 인덕턴스와 출력측 인덕터 (L_b)에 따른 전류를 순환시키기 위한 저 임피던스 경로를 제공시켜준다.

이러한 순변환 동작시 Zero Voltage Switching 조건을 이루기 위해 변압기 누설 인덕턴스의 증가는 변압기 누설 에너지에 따른 순환전류의 증가로 출력전압 이용율의 감소 및 도전손실의 증가를 초래할 수 있으므로 변압기 설계시 적절한 Trade-Off가 필요하다.

반대로 Battery의 만충전전압에서 중지전압까지의 에너지를 3상 정현파 펄스폭 변조 (SPWM) AC/DC 컨버터부를 통해 AC상용 전원으로 정전류 방전하고자 할 때는 그림9의 등가회로에서 처럼 3상 SPWM AC/DC 컨버터 부에서 출력되는 기준전압 V_o 보다 더 높은 전압을 공급해 주어야 하므로 양방향 전력수수가 가능한 DC/DC 컨버터의 역변환 동작은 승압형 (Step up) 컨버터로 동작되도록 구성되어진다.

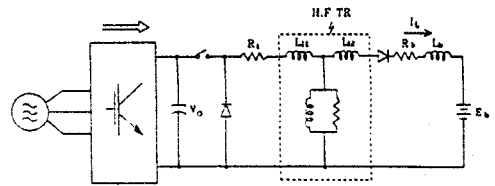


그림 8. 충전시 DC/DC 컨버터의 등가 회로

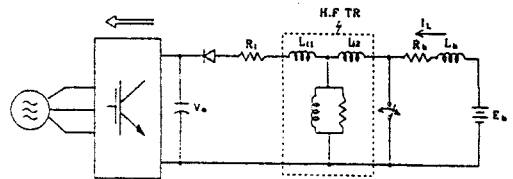


그림 9. 방전시 DC/DC 컨버터의 등가 회로

2차측 Bridge의 승압형 Phase shift 스위칭 동작 Mechanism은 그림 7의 Timing 도에서 나타낸 바와 같이 Q_a 와 Q_c 를 동시 ON (Mode 1) $\rightarrow Q_c$ off, Q_a 와 Q_b ON (Mode 2) $\rightarrow Q_a$ off, Q_d 와 Q_b ON (Mode 3) $\rightarrow Q_b$ off, Q_d 와 Q_c ON (Mode 4)의 동작을 고주파로 반복하여 동작된다.

Mode 1과 Mode 3에서는 Battery를 승압인덕터 (L_b)를 통해 단락시킨 상태이므로 승압인덕터 (L_b)에 전류가 I_L 이 상승하면서 에너지를 축적하고,

$$I_{\max} - I_{\min} = \frac{(E_b - I_L R_b)}{L_b} DT \quad \dots (9)$$

Mode 2와 Mode 4에서는 Battery 전압과 승압인덕터 (L_b)에 축적된 전압의 합이 고주파 변압기에 정 또는 부 극성으로 인가된다.

$$I_{\min} - I_{\max} = \frac{(E_b - I_L R_b - I_L R_l - V_c)}{L_b - L_l} (1-D)T \quad \dots (10)$$

따라서, Mode 2와 Mode 4의 기간을 적절히 제어함으로써 고주파 변압기 (H·F TR)에 승압된 고주파 교류 전압을 인가하고, 1차측 Bridge IGBT 역병렬 다이오드를 통해 정류되어 승압된 DC 출력 전력을 얻을 수 있도록 구성된다.

$$V_o = \frac{E_b (L_b - L_l D)}{[\frac{R_l}{R} L_b + L_b (1-D) + \frac{R_b}{(1-D)R} (L_b - L_l D)]} \quad \dots (11)$$

그림10,11은 충전시와 방전시의 고주파 변압기 전압, 전류 실험파형으로, 충전시는 DC/DC컨버터 자체의 ZVS Mechanism에 의해 Soft Switching을 이룰 수 있지만, 방전시는 2차측 Bridge 스위치가 Short Mode에서 변압기로 Powering Mode Transition시 변압기 누설인덕턴스에 따라 단락전류가 바로 고주파 변압기로 전환되지 못하기 때문에 이 Transition Dead Time 구간에 High Impedance상태가 존재하게 됨으로 전압 Spike가 발생한다.

따라서, 이 전압 Peak값을 저감하기 위해서는 Low Impedance Pass 경로를 제공할 필요가 있으므로 2차측 고주파 정류다이오드 후단에 RCD 스너버를 적용함으로써 Soft Switching을 하였다.

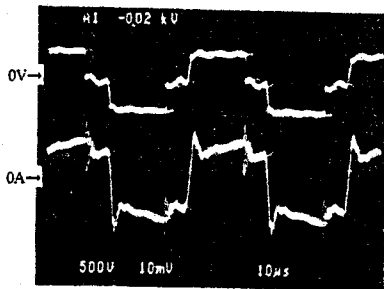


그림 10. 순변환동작(충전)시 1차측 변압기 전압, 전류 파형 (500V/div, 20A/div, 10µs/div)

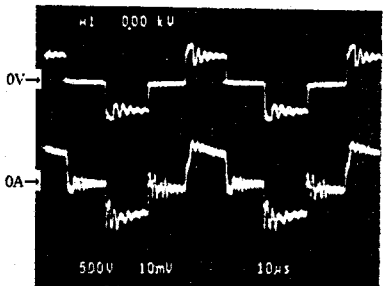


그림 11. 역변환 동작(방전)시 2차측 변압기 전압, 전류파형 (500V/div, 20A/div, 10µs/div)

3. 실험결과

본 연구에서 실험된 고역률, 고효율 충방전기 설계 사양 및 특성은 표1에 나타났다.

표 1. 고역률 고효율 충방전기 특성표

입 력	220VAC ±10%	
출 력	240VDC, 25A(6kW)	
스위칭 주파수	20kHz(3φ SPWM AC/DC Converter, 양방향 FB DC-DC Converter)	
효율 (정적부하시)	충전시	88.2% (275VDC, 23.2A)
	방전시	85.6% (234VDC, 25.7A)
역 율	0.96이상 (THD 5% 이하)	
적용소자	IGBT (6MBI50L-120 2MBI100L-120)	
Battery	90AH, 12V × 20EA (EB90-12)	

그림12,13은 Battery에 대한 정전류 충·방전 실험으로, 충전 방식에 있어서 각 Battery에 맞는 최적인 충·방전 특성을 얻기 위해 정전류 방식, 충전기간 단축을 위한 Multi-Step 정전류 방식을 사용자의 간단한 Keypad조작에 의해 저장된 수순으로 동작됨을 보였다.

실험조건은 Oscilloscope에 나타내기 위해 정전류 충·방전에서는 1분 충전→1분 휴지→ 1분 방전 등의 수순으로 진행시켰으며, Multi-Step 충·방전에서는 30초/1차 급속충전 → 30초 휴지 → 30초 2차 충전 → 30초 휴지 → 30초 1차 급속충전 → 30초 휴지 → 30초 2차 방전의 형태로 진행시켰다.

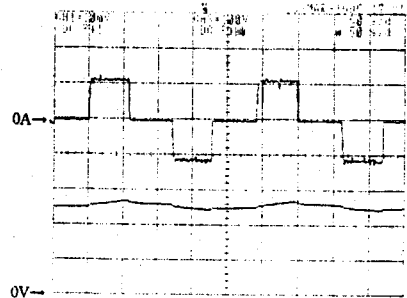


그림 12. 정전류 방식에 의한 Battery 충·방전 Pattern실험 (10A/div, 100V/div, 50s/div)

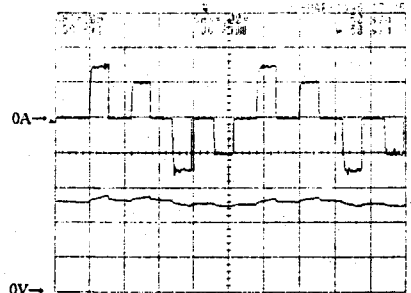
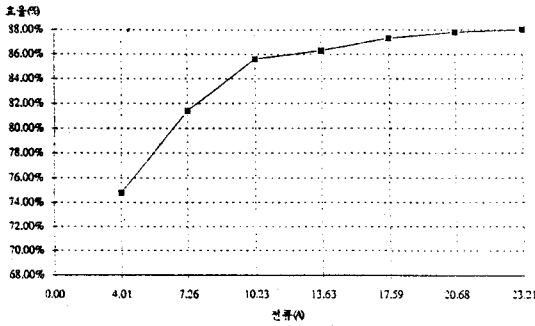


그림 13. Multi Step 방식을 적용한 Battery 충·방전 Pattern실험 (10A/div, 100V/div, 50s/div)

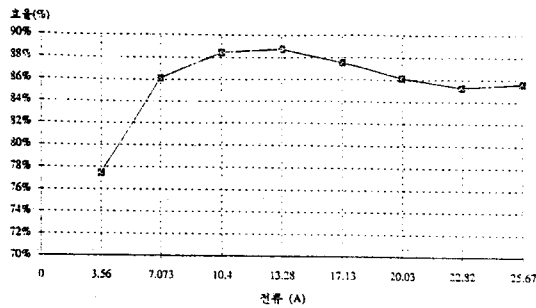
그림14는 충·방전시의 전체 시스템의 효율특성으로 정격부하에 있어서 각각 88.2%, 85.6%로 기존 Thyristor방식의 충·방전기 효율 특성에 비해 충전시는 8% 정도, 방전시는 30%정도 이상의 효율향상을 이룰 수 있었다.

하지만, 방전시 역방향 DC/DC 컨버터의 전압 Peak 저감을 위한 RCD Snubber의 큰 값으로 손실이 증가하여 충·방전시 90%이상의 효율특성을 얻지 못하였다.

추후, 스위칭 Pattern에 따른 역방향 DC/DC 컨버터에 있어서 ZVS Mechanism을 얻을 수 있다면 3~4% 정도의 효율향상 특성을 더 얻을 수 있을 것으로 생각된다.



(a) 충전시



(b) 방전시

그림 14. 고역률, 고효율 충·방전기 전체 효율 특성

4. 결론

Battery 제조설비에 적용하는 충·방전기에 있어서 3φ SPWM AC/DC 및 ZVS DC/DC 컨버터 적용에 따라 기존의 thyristor 위상제어 방식에 비해 효율 및 역률을 개선시키고, 20kHz로 스위칭함에 따라. 질연을 위한 인압기를 작게 만들 수 있으므로 소형, 경량화할 수 있었다.

향후, 본 연구를 통해 개발된 시스템을 생산현장에 적극 활용 예정이다.

참고문헌

1. Boon Teck Ooi, Juan W. Dixon, "An Integrated AC Drive System Using A Controlled Current PWM Rectifier/Inverter Link", IEEE Trans, IE, Vol.3, No.1, Jan, 1988
2. Chuck Wong, Ned Mohan, "Adaptive Phase Control for Three Phase PWM AC-TO-DC Converters with Constant Switching Frequency", PCC-Yokohama, 1993
3. J.A. Sabate', V.Vlatkovic, "Design Consideration for High-Voltage, High-Power, Full-Bridge, Zero-Voltage-Switched PWM Converter", APEC, 1990
4. Mustansir H. Kheraluwala, D.M. Divan, "Desing Considerations for High Power Density DC/DC Converter", HPCC, 1990
5. 김은수, 조기연, "양방향 전력수수가 가능한 DC/DC컨버터 개발", '93' 대한전기학회 하계 학술대회 논문집, 1993.7
6. 김은수 외, "AC Filter Capacitor에 따른 전상 전류보상회로를 갖는 Three Phase PWM AC/DC 컨버터" '94'대한전자공학회 하계학술대회 논문집, 1995, 6
7. 김은수 외, "Snubber Capacitor 적용 13kW ZVS DC/DC 컨버터", 대한전기학회 춘계 학술대회 논문집, 1995, 5