

Ni-Cd전지용 충전 알고리즘을 이용한 고속전철용 ZVZCS형 충전장치개발

崔旭惇, 李鍾弼, 金淵俊, 李在文

The Development of ZVZCS type Battery Charger for High Speed Trail Car with Ni-Cd Battery Charging Algorithm

U.D.Choi, J.P.Lee, J.M.Lee, Y.J.Kim

요약

고속전철용 충전기는 VVVF, CVCF, DC/DC 컨버터에 전원을 공급하고 안정성과 시스템의 신뢰성을 목적으로 하는 중요한 에너지원이다. 본 논문에서는 배터리 충전 알고리즘과 고속전철용 ZVZCS형 배터리 충전기의 전력회로를 포함한다. 또한 고속전철용 50kW 충전기의 최적 병렬운전과 Ni-Cd 배터리의 충전 방법을 설명하고 실험을 통해 타당성을 입증한다.

ABSTRACT

The battery charger for high speed trail car is very important power source for the purpose of safety and system stability. It provides control power of VVVF, CVCF, DC/DC converter and inverter for traction motor. This paper included power circuit of the ZVZCS type battery charger for high speed trail car and battery charging algorithm. Also the optimum parallel operation of 50kW battery charger for high speed trail car, and charging control method of Ni-Cd battery illustrates validity and effectiveness through the experiments.

Key Words : battery charger, ZVZCS, converter, parallel operation, Ni-Cd battery

1. 서론

고속전철용 보조전원은 VVVF 인버터, CVCF 인버터, 보조 컨버터 그리고 battery charger로 이루어져 있다. 이중 battery charger는 직류보조전원장치로 동력차 및 객차에 안정된 저압직류전원을 공급하는 장치이다. 또한 열차의 안전과 신뢰성 있는 운전을 위해 차량내 각종 전장품의 제어전원을 공급하는 전지는 항상 충전되어 있어야 하며, 만약 충전기에 이상이 발생하게 되면 전지는 충전기의 기능이 정상이 될 때까지 전원을 공급하도록 설계되어야 한다.

충전장치는 반도체 소자의 스위칭을 통해 전력을 변환하여 공급하는 방식을 주로 사용하고 있는데 본 논문에서는 최근에 주로 효율 개선을 위해 연구되고 있는 고효율의 ZVZCS방법을 채택하였다. 또한 전지의 안정적이며 효율적인 사용을 위해 최적의 알고리즘을 적용, 구현하였으며 10kW급 충전기 모듈의 병렬운전

을 통해 시스템의 효율과 유지보수의 편의성을 고려하여 개발한 50kW급 고속전철용 충전장치를 소개하고자 한다.

2. 본론

2.1 보조 전원장치 시스템

보조 전원장치는 동력차와 객차에 각각 적용되며 그 역할은 다음과 같다.

- 동력차와 객차에 직류 부하 전원 공급
- 동력차와 객차의 전지를 최적의 상태로 충전
- 저항 제동 시에 견인 및 제동 시스템의 여자 전원공급 등이다.

또한 안전하고 신뢰성 있는 시스템의 운용을 위해 전지를 최적의 상태로 충전하는 것이 중요하다. 만약 전원이 공급되지 않는다면 보조 전원장치의 전원이 인가될 때까지 전지는 중요한 부하에 우선적으로 전원을

공급해야 한다. 즉 고속전철에서 사용되는 보조전원의 가장 중요한 역할은 전지를 충전하는 것뿐만 아니라 동력차와 객차에 전원을 공급하는 것이다. 그림 1은 보조 전원장치 시스템의 구성도 이다.

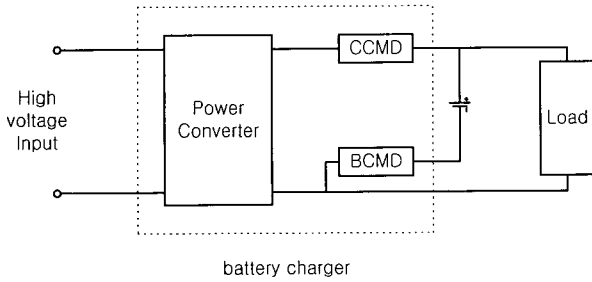


그림 1 보조 전원장치 시스템
Fig. 1 An Auxiliary Power Supply System

앞에서 언급한 바와 같이 보조전원장치는 전지의 충전과 부하전류를 공급하는 역할을 동시에 수행한다. 이때 제어기는 컨버터의 전류와 전지의 충전전류를 검출하여 부하전류를 공급하고 전지의 충전 전류 제한치를 넘지 않도록 전지를 최적의 상태로 충전하도록 제어한다.

본 연구에서 적용된 보조 전원장치의 모듈은 그림 2와 같이 2개의 5kW 모듈의 병렬로 10kW 모듈을 구성하였으며 이러한 10kW 모듈을 다시 병렬 처리하여 50kW급 보조전원장치를 구성하였다. 또한 각 모듈의 전류를 균등하게 배분하도록 제어하기 위한 병렬 운전 제어 기법을 적용하였다.

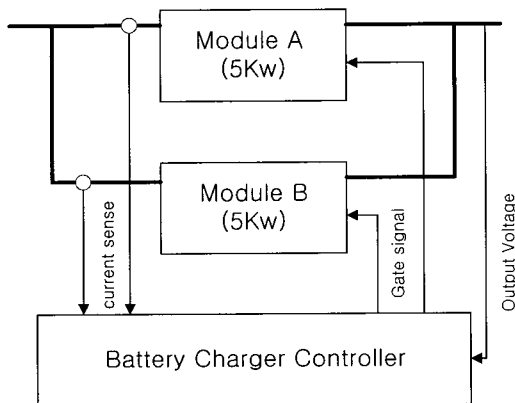


그림 2 10kW 모듈 구성도
Fig. 2 Block diagram of 10kW Module

2.2 ZVZCS형 DC/DC Converter

2.2.1 회로 설계

고속전철 보조전원 장치 중에서 동력차와 객차의 배터리 충전기 시스템은 고 효율, 고 신뢰성, EMI 저감, 부피저감과 경량화가 설계의 필수조건이다. 이를 만족시키기 위해 본 연구에서는 ZVZCS형 컨버터방식을 채택하였다. Full Bridge ZVZCS 방법은 2차측 정류 다이오드 뒷 단에 병렬로 커패시터를 연결하는 방법이다.^[2] 이 방법은 누설인덕터(L_{LK})에 흐르는 전류의 급격한 감소 현상을 이용하여 변압기 2차측에 의도적으로 커패시터를 연결하여 전류 감소량을 크게 만들어 ZVZCS 현상이 생기도록 한다. 변압기 2차측에 병렬로 커패시터를 연결하게 되면 변압기 누설 인덕턴스와 커패시터의 공진에 의한 불필요한 공진 현상이 생길 수 있는데 이를 방지하기 위하여 변압기에 권선(N_A)을 추가하게 된다.

1) 변압기 권선비(turns ratio)

이 회로에서는 2차측 커패시터와 누설 인덕턴스의 공진을 방지하기 위하여 변압기에 보조권선을 추가하였으므로 2가지의 변압기 권선비를 설계하여야 한다. 1차측 권선에 대한 2차측 권선의 비를 N₁, 1차측 권선에 대한 보조 권선의 비를 N₂로 정의한다.

출력 전압은 입력 전압 V_{in}, 1차측과 2차측 권선비(N=N_s/N_p), 듀티 D에 대하여 식(1)과 같은 관계를 가지며 2차측 권선의 경우는 입력 전압이 가장 낮은 경우에 최대 출력 전압을 낼 수 있도록 식(2)의 조건을 만족시켜야 한다.

$$V_{out} = N \cdot D \cdot V_{in} \tag{1}$$

$$N_1 > \frac{V_{o,max}}{D_{max} \cdot V_{in,min}} \tag{2}$$

여기서, V_{o,max} = 89V, D_{max} = 0.8, V_{in,min} = 645V를 식(2)에 대입하면 N₁ > 0.172로 마진을 고려하여 N₁ = 0.2로 설정한다.

보조 권선(Auxiliary winding)은 2차측 커패시터와 변압기 누설 인덕턴스의 공진에 의한 공진 현상을 방지하기 위해 추가하게 되는데 그러기 위해서는 N₂(=N_A/N_p)가 N₁(=N_s/N_p)의 1/2 이하가 되어야 한다. 그러나 N₂가 낮을수록 2차측 커패시터의 충전 전류가 커지게 되므로 바람직하지 않다. 따라서, 오실레이션 현상을 방지할 수 있으며 충전 전류를 가장 작도록 N₁의 절반인 N₂ = 0.1로 설정한다.

2) IGBT 스너버 커패시터

본 연구에서 적용한 Full Bridge ZVZCS 회로의 IGBT 4개중 2개의 IGBT는 ZVS, 나머지 2개의 IGBT는 ZCS 동작을 나타낸다. 그림 3의 회로도에서 왼쪽 2개의 IGBT는 ZVS 동작을 하며 ZCS 동작은 되지 않는다. IGBT의 경우는 오프 시킬 경우가 온 시킬 경우보다 손실이 크게 나타나는데 이 오프 손실을 줄이기 위해서 2개의 IGBT에 스너버 커패시터인 C_{IGBT} 를 사용한다. IGBT에 병렬로 커패시터를 사용하면 오프 시에 전류가 줄어드는 동안 전압 상승을 느리게 만들어 오프 시의 스위칭 손실을 감소시킬 수가 있다. 그러나 이 커패시터를 큰 값을 사용할수록 ZCS 동작을 위한 2차측 커패시터의 크기도 따라서 커져야 하며 또한 전압 상승시간을 느리게 만들어서 ZVS 동작을 위한 데드 타임도 커져야 하므로 너무 크게 하는 것은 바람직하지 않다. 이 커패시터의 크기는 시뮬레이션을 통하여 3nF으로 결정하였다.

3) 변압기 2차측 커패시터

2차측 커패시터는 ZCS 동작에 대해 최악 조건인 입력 전압과 출력 전압이 가장 낮은 경우에도 ZCS 동작이 성립하도록 식(3)의 조건을 만족하도록 설계해야 한다.

$$C_{2차측} \geq L_{LK} \left(\frac{\Delta I_{max}}{V_{in, min} \cdot 1.8 \cdot N_2} \right)^2 \quad (3)$$

여기서, L_{LK} 는 1차측에서의 변압기의 누설 인덕턴스, ΔI_{max} 는 ZCS를 위해서 감소시켜야 하는 전류의 크기, $V_{IN, MIN}$ 은 입력 전압의 최소값, N_2 는 변압기의 1차측 권선에 대한 보조 권선의 비이다. $L_{LK} = 30[\mu H]$, $\Delta I_{max} = 20[A]$, $V_{IN, MIN} = 645[V]$, $N_2 = 0.1$ 의 값을 사용하여 계산하면 $C_{2차측} > 900[nF]$ 의 결과가 나온다. 시뮬레이션 결과 1 μF 의 커패시터를 사용하였을 때 최악 조건에서도 ZCS 동작을 확인할 수 있으므로 $C_{2차측}$ 은 1 μF 으로 결정하였다.

4) Dead Time

Full Bridge ZVZCS 회로는 그림 3과 같이 두개의 IGBT가 DC 전원과 직결 되어 있으므로 두 개의 IGBT가 동시에 켜지면 단락으로 인한 소자의 파괴 위험이 있으므로 게이트 신호를 만들 때 이를 고려하여야 한다. 이를 위해서 하나의 IGBT를 오프 시킨 후 약간의 시간 여유를 주고나서 다른 IGBT를 온 시켜야 하는데 이 시간적 여유를 데드 타임이라고 한다.

또한 이 회로에서는 하나의 IGBT를 오프 시키면 바로 아래에 연결된 다른 IGBT의 전압이 감소하기 시작하여 어느 정도의 시간이 지나면 전압이 영으로 되어

ZVS 동작이 실현되는데 이 ZVS 동작을 위해서도 어느 정도의 시간 여유가 필요하게 된다. 이 시간은 입력 전압의 크기, 변압기 누설 인덕턴스 전류의 크기, IGBT의 병렬 커패시턴스의 크기 등에 영향을 받는다.

데드 타임 크기의 결정 시에는 위의 두 가지 사항을 모두 고려하여야 하는데 시뮬레이션 결과 데드 타임을 1 μs 로 결정하였다. left leg의 IGBT 두 소자 모두 켜질 때는 전압이 완전히 영이 된 후에 온 신호가 주어져서 ZVS 동작이 성립하며, 꺼질 때는 전류가 완전히 영이 된 후 다른 IGBT에 온 신호가 주어져서 두 소자가 동시에 켜지는 현상이 발생하지 않음을 확인할 수 있다.

5) 다이오드 스너버

2차측 정류 다이오드의 전압 스트레스와 고주파 공진 현상을 감소시키기 위해서 다이오드에 R, C 스너버를 사용한다. 스너버가 제대로 역할을 수행하기 위해서는 스너버 커패시터($C_{snubber}$)가 다이오드 기생 커패시턴스의 약 10배 정도가 되어야 하며, 스너버 저항($R_{snubber}$)은 스너버 커패시터와 변압기 누설 인덕턴스와의 공진 현상을 방지하기 위해서 식(4)의 조건을 만족시켜야 한다.

$$R_{snubber} = \sqrt{\frac{L_{LK}}{C_{snubber}}} \quad (4)$$

다이오드의 data sheet을 참조하면 기생 커패시턴스가 약 1[nF]정도이며 2차측에서의 변압기 누설 인덕턴스는 약 0.6[μH]이다. 이 값을 식(4)에 대입하여 계산하면 $C_{snubber} = 10[nF]$, 400[V], $R_{snubber} = 10 [ohm]$, 25W의 커패시터와 저항을 사용하여야 한다.

6) 게이트 저항 (R_g)

게이트 저항은 IGBT의 온, 오프 시의 스위칭 시간을 조절하여 IGBT의 전압 스트레스, 스위칭 손실에 영향을 준다. 게이트 저항을 작게 하여 스위칭 시간을 짧게 하면 IGBT의 전압 스트레스가 증가하며 스위칭 노이즈가 많이 발생하는 단점이 있는 반면 스위칭 시간의 감소로 스위칭 손실을 줄일 수 있는 장점이 있다. 게이트 저항은 이 두 가지 특성을 적절히 만족시키도록 결정하여야 하며 게이트 저항을 작게 사용하고 자 할 경우에는 게이트 드라이버의 전력이 증가하는 점도 고려하여야 한다.^[5]

2.2.2 회로 구성 및 특징

앞 절의 설계를 기초로 하여 개발한 5Kw급 Full Bridge ZVZCS 컨버터의 기본적인 회로 구성은 그림 3과 같은 Power stage의 설계규격은 표 1과 같다.

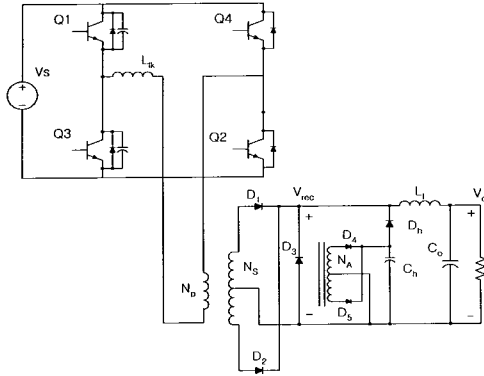


그림 3 Full Bridge ZVZCS 회로도
Fig. 3 Full Bridge ZVZCS circuits

표 1 Power stage 설계 규격
Table 1 design specification of power stage

항 목	설계 규격
P_{out}	$50Kw/10 = 5Kw$
V_{in}	$670Vdc \pm 25Vdc$
V_{out}	$82Vdc$
F_{sw}	$33kHz$

기존의 위상이동 방식을 이용한 풀 브리지 방식에 2차측 정류 다이오드 뒷 단에 병렬로 캐패시터를 연결하는 방법이다^[2].

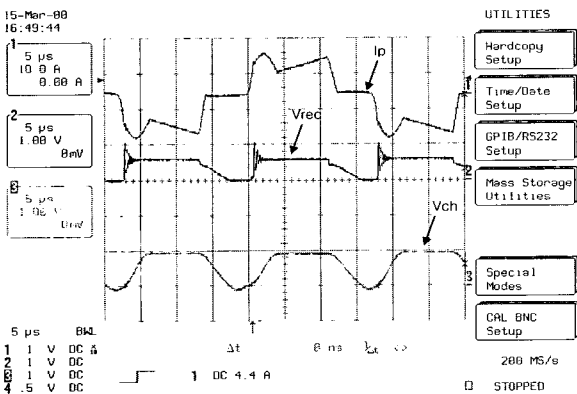


그림 4 ZVZCS Full Bridge(FB) Converter의 동작파형
Fig. 4 The waveform of ZVZCS FB Converter
(CH1 : 20A/div., CH2, 3 : 100V/div.)

이 방법은 변압기 및 소자의 기생 커패시터에 의해 L_{Lk} 전류가 급격히 감소하는 현상을 이용하

여 변압기 2차측에 의도적으로 커패시터를 연결하여 전류 감소량을 크게 하여 ZVZCS 현상이 생기도록 한다.^[5] 변압기 2차측에 병렬로 커패시터를 연결하게 되면 변압기 누설 인덕턴스와 커패시터의 공진에 의한 불필요한 공진 현상이 생길 수 있는데 이를 방지하기 위하여 변압기에 권선을 추가하게 된다.

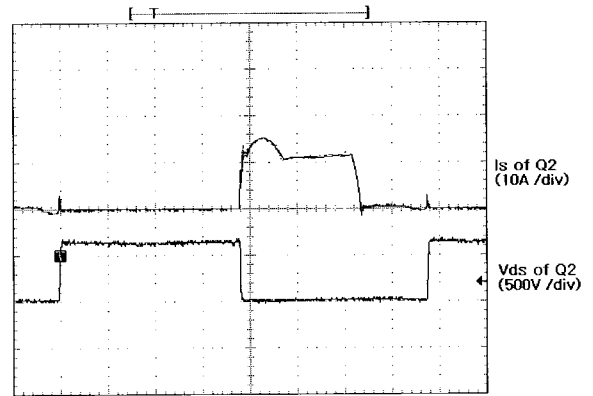


그림 5 영전류 스위칭 파형
Fig. 5 ZCS Switching Waveform
(10A/div., 500V/div)

그림 4는 ZVZCS Full Bridge Converter의 기본적인 동작 파형을 보여준다. CH1의 I_p 는 1차측 변압기 전류 파형이고 CH2는 2차측 정류 다이오드의 전압 파형으로 약간의 링잉현상이 있다. CH3은 V_{ch} 의 파형으로 ZCS를 이루기 위해 충방전이 적절히 이루어지는 것을 볼 수 있다.

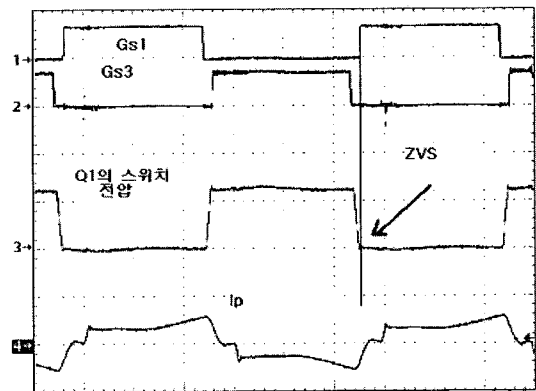


그림 6 Q1의 ZVS 동작 파형
Fig. 6 Q1 ZVS waveform
1, 2: 20V/div, 3: 500V/div
4: 20A/div, time: 5us/div

그림 5는 스위치 Q2의 전류와 전압 파형을 보여주고 있다. 그림을 보면 Q2가 OFF되기 전에 전류가 제로로 떨어져 ZCS(zero current switch off)가 성립하는 것을 볼 수 있다.

그림 6은 Q1, Q3의 게이트 신호와 Q1의 스위치 전압, 그리고 변압기 1차측 전류 I_p 를 보여주고 있다. 그림을 보면 Q1의 ON signal이 들어가기 전에 1차측의 전류는 스위치의 body diode를 통해 흐르고 있고 스위치 양단의 전압은 제로로 되어 ZVS(zero voltage switch on)가 되는 것을 볼 수 있다.

2.3 병렬운전 및 충전방식

2.3.1 병렬운전

기존의 여러 가지 병렬운전 방식 중에서 부하전류분담제어를 위해서 전류제어 방식을 채택하였다. 전류제어방식에는 최대치 전류 제어(peak current control), 평균 전류 제어(average current control), 충전 전류 제어(charge current control) 방식이 있다. 여기서는 제어기의 안정성과 구현의 용이성 때문에 충전 전류 제어방식(charge current control)방식과 interleaving 방식을 이용하여 컨버터의 위상을 이동시킴으로써 입출력 전류를 위상 각에 따라 상쇄시켜 리플전류를 감소시키고, 필터의 크기도 줄였다¹⁶⁾. 그림 7에서 보듯이 모듈간에 위상이 180도 차이가 있으므로 출력단 전류 리플이 50%감쇄되는 효과를 얻을 수 있다.

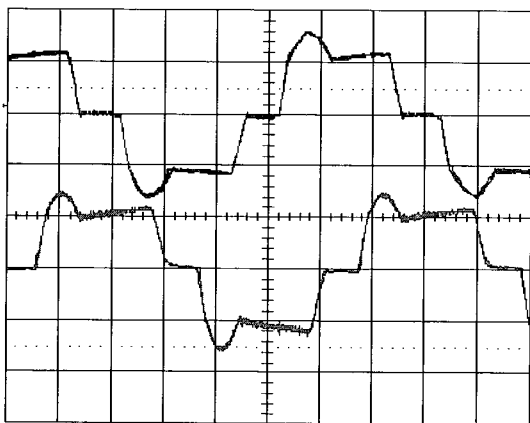


그림 7 10kw 모듈의 변압기 1차측 전류 파형
Fig. 7 Primary transformer current (10A/div)

그림 8은 5kw 모듈 2대를 병렬로 운전했을 때의 각각의 출력전류와 전체 출력 전류의 파형을 보여주고 있다. 각 모듈의 전류가 균형을 이루고 있으며 Interleaving에 의해 하나의 5kw 모듈의 출력전류보

다 전체 출력전류의 리플이 더 작게 나타나는 것을 볼 수 있다.

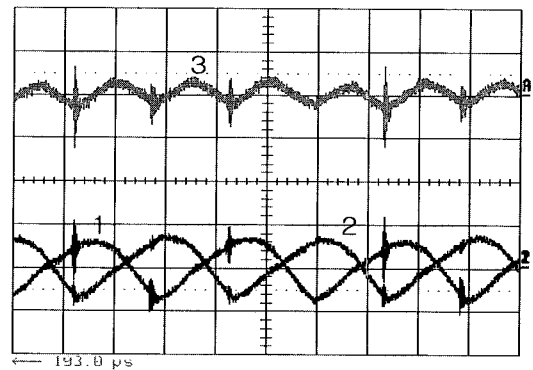


그림 8 전체 출력전류와 각 모듈의 출력전류
Fig. 8 Output current(10A/div)

(1 : A module, 2 : B module, 3 : total current)

그림 9는 개발된 50Kw 시스템의 부하변동에 따른 전류분담을 시험결과를 나타낸 것이다. 각 10Kw 모듈의 전류 제어신호를 공유함으로써 10%(5kW), 50%(25kW), 100%(50kW) 부하에 대해서 1/5씩 거의 균등하게 전류를 분담하는 것을 알 수 있다. 그러나 전 부하 시 2.3% 부하불평형이 존재하지만 이는 각 모듈의 임피던스 불평형으로 기인한 것으로 고려할만한 수준은 아니다.

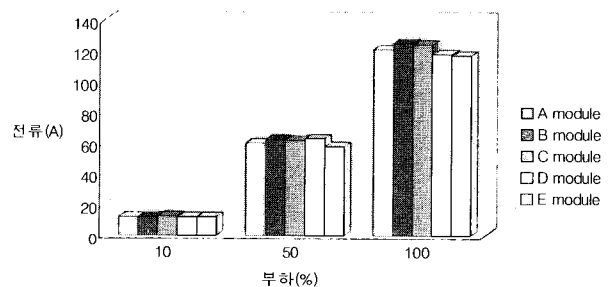


그림 9 병렬운전 시 부하 분담
Fig. 9 Load sharing when parallel operation

2.3.2 충전방식

1) 전지 충전 방법

그림 10은 니켈 카드뮴 전지의 고속 전철에 응용 할 경우 충전 방법을 충전 전류와 전지 전압을 축으로 하여 도표로 나타낸 것이다. 충전 모드는 전지의 상태에 따라서 3가지 모드로 나뉘어지고 추가로 수개월에 한번씩 행하여지는 균등 충전 모드가 있다

① Bulk Charge Mode

이 모드는 전지가 방전되어 전지 전압이 저전압 제한치 V_{UV} 보다 낮아질 경우에 Float Charge Mode에서 전환되는 충전 모드이다. 이 충전 모드에서 전지 충전기는 설정된 전류치, I_{MAX} 로 전지 전압이 과충전 전압, V_{OC} 에 이를 때까지 충전하게 된다. 전류 설정치, I_{MAX} 값은 전지가 허용하는 충전 전류에 의해서 변화하며 I_{MAX} 값에 의하여 충전 시간이 결정된다. 고속의 충전을 원할 경우 I_{MAX} 값을 전지가 허용하는 최대 값으로 선정하고 그렇지 않을 경우 낮은 값을 취한다. 일반적으로 니켈 카드뮴 전지의 경우 충전 전류는 $0.5 I_5$ 에서 $5 I_5$ 까지 가능하다. 참고로 I_5 는 전지 전 용량을 5시간에 충전할 수 있는 전류 값이다. 즉, 100Ah 전지라면 I_5 는 20A이다. TGV 전지 충전기 시스템에서는 130Ah 전지를 80A, 즉 $3 I_5$ 로 충전하였다. 그리고, 과충전 전압 V_{OC} 값은 전지의 온도에 따라서 변화한다. 그러므로 제어기에는 전지 온도에 따라서 V_{OC} 값을 가변 하는 기능이 있어야 한다. 만약에 전지 전압이 전지 온도에 적합한 V_{OC} 값을 넘을 경우 과충전이 이루어지고 이것은 전지 내부의 온도 상승을 초래하여 전지의 수명을 줄어지게 만든다.

② Over Charge Mode

전지 전압이 V_{OC} 에 도달한 이후에도 전지는 100% 충전된 상태가 아니므로 만 충전되기까지의 시간을 줄이기 위해 전지 충전기는 충전 전류가 과충전 정지 전류, I_{OCR} 에 이를 때까지 충전 전압을 V_{OC} 로 일정하게 유지한다. 일반적으로 I_{OCR} 는 I_{MAX} 의 10%정도로 설정한다. 이 모드는 만 충전 시간을 줄이기 위한 모드이고 충전 시간이 중요하지 않은 시스템에서는 Over Charge Mode를 생략하고 바로 Float Charge Mode로 전환할 수 있다. Over Charge Mode를 거치지 않고 곧바로 Float Charge Mode로 전환할 경우 만 충전까지 소요되는 시간은 Over Charge Mode를 거친 경우보다 길어지게 된다.

③ Float Charge Mode

이 모드에서 전지 충전기는 전지 전압을 일정하게 부동 전압, V_F 로 유지한다. V_F 는 V_{OC} 와 같은 이유로 전지 온도에 따라서 변화하도록 제어하여야 한다. 이 모드에서 전지 충전 전류는 일정 전압 유지를 위해서 전지 상태에 따라서 0에서 I_{MAX} 사이에서 변화하게 된다. 전지 충전기가 정상적으로 동작한다면 전지 충전기가 부하 전류를 모두 공급할 수 있으므로 전지

충전기는 전지 전압을 유지하기 위해서 전지의 자기 방전 전류(self discharge current)에 해당하는 전류만을 공급하게 된다. 자기 방전 전류는 니켈 카드뮴 전지의 경우 20~80 mA/100 Ah이다.

Float Charge Mode에서 동작하다가 전지 충전기의 이상이나 입력 전원의 공급 중단으로 전지 전압이 V_F 로 유지되지 못하고 저전압 제한치 V_{UV} 보다 낮아지게 되면 충전 모드는 Bulk Charge Mode로 전환된다. 저전압 제한치 V_{UV} 는 과방전을 방지하기 위한 것으로 전지 온도에 따라서 변화한다.

④ Equalizing Charge Mode

니켈 카드뮴 전지는 하나의 셀 전압이 1.4V~1.45V로 낮기 때문에 고속 전철 시스템과 같이 높은 출력 전압 응용에 사용될 경우 상당히 많은 셀이 직렬 연결된다. 그러므로 부동 충전(float charge) 모드에서 전지에 자기 방전 전류에 해당하는 미세한 전류만이 공급되면 자기 방전 전류의 차이에 의하여 직렬 연결된 셀들의 전압이 불균형을 이루게 된다. 이러한 셀간 불균형 상태를 해소하기 위해서는 3~6개월에 한번씩 균등 충전(equalizing charge)을 실행하여야 한다. 균등 충전이란 부동 충전 시의 충전 전류인 자기 방전 전류보다 큰 $0.1 I_5$ 에서 I_5 의 전류를 수 시간에 걸쳐서 공급하는 방법이다. 이러한 충전을 통해서 전지 셀간 전압은 균형 상태를 회복하게 된다.

2) 전지 충전기 제어회로

본 연구에서는 전지의 충전 동안에 고려해야 되는 중요한 요소 중 지나친 전지의 온도상승과 내부 압력의 증가에 대한 안전성과 최적의 충전상태를 유지하기 위해 전지의 열 발생, 가스 발생, 충전 수용력 등 전지의 전기화학 특성 및 전지의 온도와 사용횟수 등을 고려하여 분석한 알고리즘 중 CC(Constant Current) - CV(Constant Voltage) 충전방법을 적용하였다. 이 방법은 일정 전류 충전으로 충전 속도 및 열 발생을 줄일 수 있으며 종단의 전압 제어로 가스발생 단계에서 발생하는 급격한 온도 상승을 줄임으로써 전지의 안정적인 사용 및 수명 연장의 효과를 얻을 수 있다는 장점이 있다.

컨버터 제어 전압 V_c 는 다이오드의 동작에 의하여 전류 제어기와 전압 제어기의 출력 중에서 낮은 것이 된다. Bulk Charge Mode의 경우 출력 전압이 과충전 전압, V_{OC} 에 이르기 전까지는 전압 제어기는 포화되고 전류 제어기는 전지 충전 전류를 전류 기준치, I_{MAX} 로 제어 가능하므로 전류 제어기의 출력은 전압 제어기의 출력보다 낮게 되므로 V_c 는 전류 제어기

의 출력이 된다. Float Charge Mode에서는 전압 제어가 되는 경우 전지 충전 전류는 전류 제어기의 기준치, I_{MAX} 보다 낮으므로 전류 제어기는 포화되고 V_c 는 전압 제어기의 출력이 된다.

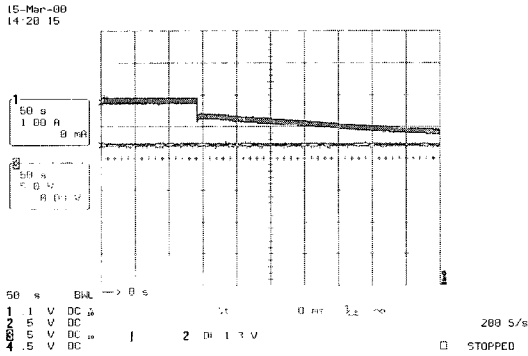


그림 10 battery 충전 전류와 전압
Fig. 10 Battery charging current and voltage

그림 10은 실제 충전기에 전지를 결합하여 충전시험 결과로서 충전전류와 전압을 보여주고 있다. CC모드에서 CV모드로 전환될 때 전류가 CV모드에서 줄어드는 것을 볼 수 있다. 즉, 초기에는 일정전류로 충전하는 CC모드로 동작하다가 기준전압까지 전지가 충전하면 일정전압으로 충전(CV모드)하는 것을 보여준다.

그림 11은 본 연구에서 사용된 Ni-Cd 전지 사진이고 그림 12는 10kw 모듈이다. 또한 그림 13은 개발된 50kw급 고속전철용 충전장치의 실물사진이다.

3. 결 론

본 연구에서는 고속전철용 보조전원장치인 충전장치를 IGBT를 사용한 ZVZCS 방식을 적용하여 시스템의 부피와 무게를 저감하고 효율을 향상시켰다. 또한 시스템의 유지보수를 개선하기 위해 모듈화 하였고, 모듈간 부하 전류를 균등하게 부담하는 충전전류 제어기법을 이용한 병렬운전기법과 interleaving 방식의 적용으로 출력단 리플 전류 성분 저감으로 필터 사이즈를 줄일 수 있었다. 또한 전지의 충전 알고리즘은 2단계로 초기에는 일정전류로 충전, 즉 CC모드로 충전하다가 기준전압까지 전지가 충전하면 일정전압으로 충전(CV모드)하는 CC-CV충전 모드운전을 이용하여 Ni-Cd 전지를 효율적으로 충전할 수 있었다. 성능 면에서는 국내에서 도입된 TGV Battery Charger의 효

율과 동일한 수준을 유지하면서 실측 비교 결과 크기와 무게(TGV : 430×950×1850, 440kg, 본 연구 : 420×620×1450, 200kg) 모두 50%이상 감소하였다. 유지보수의 편의성을 대폭 개선한 시제품으로 동력차용 10kW 모듈과 객차용 50kW 모듈을 개발하였다. 앞으로 부하시험과 상위제어기와와의 인터페이스 및 제어기를 추가하여 실제로 고속전철에 탑재하여 시험을 실시할 예정이다.

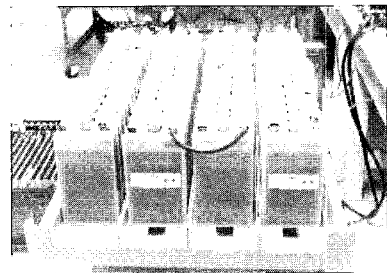


그림 11 Ni-Cd 전지
Fig. 11 Ni-Cd battery

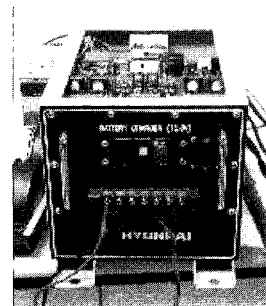


그림 12 10kw 모듈
Fig. 12 10kw module

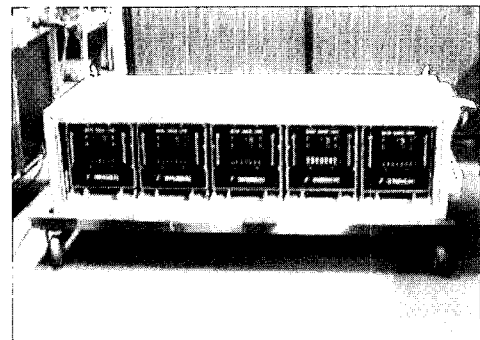


그림 13 50kw 모듈
Fig. 13 50kw module

참 고 문 헌

- [1] J. G. Cho, J. Sabate, G. Hua, and F. C. Lee, "Zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter for high power applications," IEEE PESC Rec. 1994, pp.102-108
- [2] J. G. Cho, G. H. Rim, and F. C. Lee, "Zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter secondary active clamp," IEEE PESC Rec. 1996, pp.657-663
- [3] Jung G. Cho, Ju W. Baek, D.W. Yoo, Hong S. Lee, and Geun H. Rim, "Novel Zero-Voltage and Zero-Current-Switching(ZVZCS) Full Bridge PWM Converter Using Transformer Auxiliary Winding", APEC 1997 Rec., pp. 227~232
- [4] J.A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee and B. H. Cho, " Design considerations for high-voltage High-power Full-Bridge ZVS PWM Converter", APEC 1990 Rec., pp. 275~284
- [5] V. Vlatkovic, J.A. Sabate, R. B. Ridley, F. C. Lee and B. H. Cho, "Small-Signal Analysis of Zero-Voltage-Switched, Full-Bridge PWM Converter", HFPC 1990 REC., pp. 262~272
- [6] S. s. Kelkar, F. C. Lee, "A Novel Input Filter Compensation Scheme For Switching Regulation" IEEE PESC82, pp 260-271.
- [7] Rober W.Erickson, "Optimal Single Resistor Damping of Input Filters", IEEE APEC99, pp 1073-1079.
- [8] Yungtaek Jang and Rober W.Erickson, "Physical Origins of Input Filter Oscillations in Current Programmed Converters", IEEE transactions on Power Electronics, vol 7, no 4, pp 725-733.
- [9] R. D. Middlebrook, " Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulations," IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Chicago, Oct. 11-14, 1976.
- [10] S. Schulz, P. Huynh, B. H. Cho, and F. C. Lee, "Distributed Power System Analysis," VPEC, March 7, 1991.
- [11] 고속전철 보조전원장치 개발 (2차년도) 1998.
- [12] 고속전철 보조전원장치 개발 (3차년도) 1999.

저 자 소 개



최욱돈(崔旭惇)

1955년 1월생. 1983년 영남대 전기공학과 졸업(석사). 1995년 영남대 대학원 전기공학과 박사 수료. 1985년~현재 현대중공업 기전연구소 책임연구원. EV전장팀장. 1996년~현재 전력전자학회 평의원.



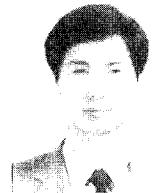
이종필(李鍾弼)

1972년 12월생. 1997년 고려대 제어계측공학과 졸업(학사). 1999년 고려대 전기공학과 졸업(석사). 1997년~1999년 한국과학기술연구원(KIST) 지능제어연구센터 학생연구원. 1999년~현재 현대중공업 기전연구소 EV전장팀 연구원.



이재문(李在文)

1971년 1월생. 1995년 서울대 전기공학과 졸업(학사). 1997년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년~현재 현대중공업 기전연구소 EV전장팀 연구원.



김연준(金淵俊)

1964년 1월생. 1989년 성균관대 전기공학과 졸업(학사). 1991년 성균관대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년~현재 현대중공업 기전연구소 EV전장팀 선임연구원.