모드 전환형 펄스충전기를 이용한 폐납축전지 재활용에 관한 연구

신춘식+ 안영주*, 김상동**, 신영미**, 김종달**, 김동완**
+(주)누리칸, *부경대학교 전기제어공학부, **동명대학교 전기전자공학과

An Study for reuse of the waste lead battery using Pulse Charger with mode conversion type

Choon-Shik, Shin+,Young-Joo, An*, Sang-Dong Kim**,young-Mi Shin**,Jong-Dal Kim**,Dong-Wan Kim**

Abstract - In this paper, the pulse charger with mode consersion type is proposed that can reuse the waste lead battery. The pulse charger uses the switch mode of the forward convert method. The pulse charger maintain the constant voltage in state removing the lead battery and when it connected the pulse charger, it is converted the charge mode of the constant current immediately. It continues the rapid charge until the full state of the lead battery . After that the pulse charger is converted to the charge mode of constant voltage automatically, and then it continues the normal charge. The experiment results show that the effectiveness of pulse charger such as the good performance and the prolonged durability in lead battery according to capacity states.

1. 서 론

펄스 전류를 납축전지의 (+)단자로 인가하여 납축전지의 성능을 향상시키고, 수명을 연장시킴과 더불어 폐납축전지를 재생하여 재활용할 수 있는 펄스 전류를 이용한 펄스 충전기를 개발하고자 한다. 현재까지의 납축전지 성능 개선에 관한 기술들은 모두 아날로그 펄스 기술을 사용하여 적용함으로서 제품 자체의 소비전류가 많은 단점을 가지고 있었으며, 사용주파수도 1[㎑]와 10[㎑]의 다양한 제품들이 출시가 되었지만 현재는 10[㎑Hz]만 제작되고 있다. 이와 같은 다양한 제품들은 모두 납축전지의 전원을 인가받아서 동작하는 것이고, 펄스 충전기 형태의 제품은 현재 미국의 Power Technology 사에서 개발한 제품뿐이다.

본 개발 대상 기술은 디지털 펄스 기술을 사용하여 소비전류를 최소화하고, 사용주파수도 일정한 10[㎑]의 주파수가 발생하도록 1-Chip u-processor를 제품의 안정화를 도모하였다. 납축전지는 화학에너지를 전기에너지로 변환시켜 직류 전원을 공급한다. 상당히 많은 양의 납축전지들이 어느 정도의 용량(20~30%)을 가지고 있으면서도 폐기되는 실정에 있으며, 이러한 20~30%의 용량을 가지고 있는 폐납축전지는 납축전지의 충전 시 전극판에 펄스 전류를 인가함으로서 재생하여 재활용 사용할 수 있다.

따라서 본 연구에서는 폐납축전지를 재생하여 재활용할 수 있는 폐납축전지 재활용을 위한 모드 전환형 펄스 충전기를 개발하고자 한다.

2. 펄스 전류를 이용한 전압조정기

2. 1 납축전지 전기화학적 반응

납축전지는 방전시에는 화학에너지를 전기에너지로 변환하고, 반대로 충전시에는 전기에너지를 화학에너지로 변환하게 된다. 즉, 충전시에는 납축전지에 전기를 공급하여 황산납을 초기 화학물질로 복원하는 과정이다. 그렇지만 납축전지는 충방전을 계속하면서 충전시에 결정화된 황산납이 초기 화학물질로 복원되지 않고, 결정화된 상태(Sulfation)로 남아 있게 되어 납축전지의 내부저항이 증가하게 되어 폐기된다. 그림1은 납축전지의 전기화학적 반응을 나타낸 것이다.

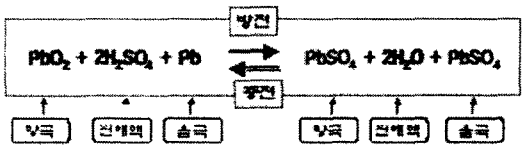

그림 1 납축전지의 전기화학적 반응

2. 2 펄스 전류를 이용한 전압조정기의 원리

납축전지에 결정화된 황산염(Sulfation)을 초기 화학물질인 Pb와 PbO_2로 환원되도록 하는 것이 펄스 전류를 이용한 전압조정기의 원리이다. 이렇게 결정화된 황산염을 초기 화학물질로 환원함으로서 납축전지의 내부저항이 감소하게 되어 납축전지는 성능이 개선되고, 내구수명까지 사용가능하다. 그림2는 결정화된 황산염의 전극판을 나타낸 것이다.

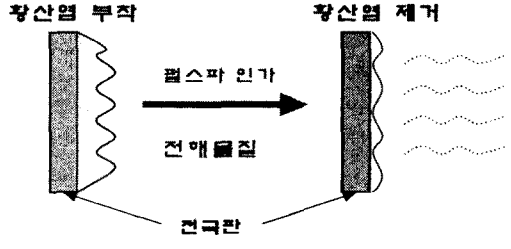

그림 2 결정화된 황산염의 전극판

그림2에서 펄스 전류를 인가하기전의 전극판에는 황산염이 결정화되어 붙어 있는 것을 알 수 있고, 이러한 황산염이 결정화된 전극판에 펄스 전류를 인가함으로서 서서히 황산염이 제거되어 납축전지의 내부 저항이 감소하게 되는 것이다. 즉, 펄스 전류를 이용한 전압조정기의 원리는 펄스 전류를 납축전지의 (+)단자로 주기적으로 인가함으로서 결정화된 황산염을 제거하는 원리이다.

3. 모드전환형 펄스충전기의 설계

대용량의 에너지가 충전되고, 무게나 크기 보다는 가격이 중요한 영역에서는 납축전지가 대부분 사용된다. 대표적인 응용부분으로 UPS, 경보시스템의 백업 전원, 전화시스템의 백업 전원 그리고 휴대용 전기장치 등이 있다. 여기서는 전원전압 220[V]에서 동작하는 플라이백 컨버터 방식의 납축전지용 스위치 모드 전환형 펄스 충전기 회로를 제시하고, 설계방법을 제시한다.

3. 1 설계 조건

본 설계에 있어서 최종 목표는 공칭전압 12[V], 20[AH]급 용량의 납축전지를 가능한 한 빠르고 안전하게 충전하는 것이며, 실제로 얻을 수 있는 가장 큰 용량을 얻고, 이 용량을 가능한 한 오래도록 유지토록 하는 것이다. 납축전지 제작자의 제품 자료로부터 납축전지는 14.5~15[V] 전압원으로 충전되며, 전류는 2[A]로 제한되어 있다. 그러므로 펄스 충전기의 벌크 충전 전류(I_{BULK})는 2[A]가 되고, 최대 과충전전압(V_{OC})는 14.5[V]로 설정한다. 부동충전 전압은 13.6~13.8[V]로 지정되어 있다. 펄스 충전기는 13.8[V](V_{FLOAT})로 부동충전 된다. 납축전지의 방전전압은 10.5[V]로 지정되어 있으므로, 이 값은 벌크충전이 가능한 전압(V_{CHGENB})으로 사용된다.

펄스 충전기의 전원은 상용전원인 220[V] 교류전원을 사용하며, 입력전압의 변동범위는 +10~-25[%]로 한다. 이것은 일차측 직류전압이 233~340[Vdc]의 범위에 있게 된다. 납축전지 충전을 위한 전용 소자로서 UC3909가 있으며, 4단계 알고리즘을 수행하고 간헐충전, 벌크충전, 과충전, 부동충전이다. 각 단계는 그림3과 같다.

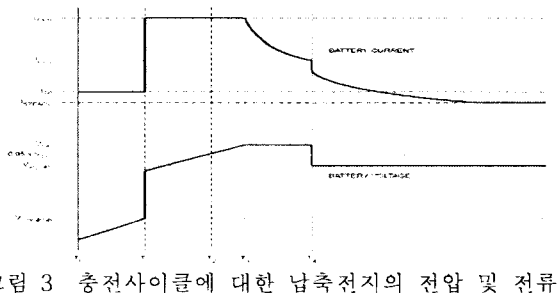

그림 3 충전사이클에 대한 납축전지의 전압 및 전류

3. 2 피크제어전류기

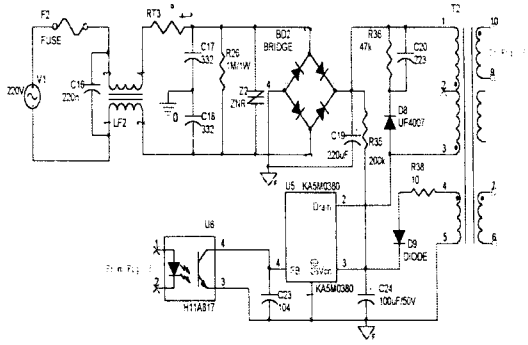

그림 4 1차 측 회로

그림 4는 1차측 회로로서 피크전류제어기로 사용되는 KA5M0380 1차측 회로를 보여주고 있다. 이 소자는 Fairchild Power Switch(FPS)로서 외부에 최소한의 소자를 결합하여 SMPS 구동용으로 설계되어 있다. 동작 주파수는 67[㎑]로 고정되어 있다. C_{23} 및 U6은 피드백 회로이다. R_{38}, D_9, C_{24}는 소자에 공급전원을 제공하는 회로이다. 초기 SMPS가 피드백 신호가 없이 동작할 경우, 기동을 하기 위한 전원으로 R_{35}가 있다. R_{36}, C_{20} 및 D_8은 dV/dt 스너버회로이다.

3. 3 전력회로설계(Power Stage Design)

(1) 플라이백 인덕터의 권선비

최대 권선비(N_P/N_S)는 전력 스위칭 소자가 허용하는 최대 전압에 의해 결정된다. 최대 전압은 2차측 권선의 양단에 나타나는 최대 전압과 전원 스위치가 턴오프될 때 1차 권선에서 발생하는 과도 응답의 양에 의해 결정된다. 피크 전력 스위치 전압은 다음 식으로 주어진다.

$$\overline{V_{ps}} = \overline{V_{dc}} + \overline{V_{IS}}\left(\frac{N_p}{N_s}\right) + V_{spike} \qquad (1)$$

여기서, V_{ps}는 최대 전력소자 전압(800[V]), V_{dc}는 입력 필터커패시터 C_1의 최대 직류 전압, V_{IS}는 2차측 인덕터 양단의 최대 전압, N_P/N_S는 변압기 권선비이다.

(2) Power Requirements

플라이백 인덕터, 즉 주 변압기로부터 필요한 최대 출력전력은 다음 식과 같다.

$$\overline{P_{out}} = \widehat{I_{out}}(\overline{V_{batt}} + V_{diode}) \qquad (2)$$

여기서, P_{out}는 플라이백 인덕터의 출력, I_{out}는 최대 평균 전류, V_{batt}는 최대 축전지 전압, V_{diode}는 출력측 정류 다이오드의 순방향 전압강하(보통 1[V])를 나타낸다. 인덕터로의 입력은 출력에 인덕터와 스위치의 손실을 더하여 구한다. 보통 적용하는 방법은 출력측 다이오드까지 포함하여 종합 효율 75% 정도를 기준으로 한다. 본

설계에서는 출력은 38[W]이고, 입력은 50[W]이다.

$$P_{IN}=\frac{P_{OUT}}{0.75} \tag{3}$$

(3) 인덕터 값, 피크전류 및 스위칭 주파수

스위칭 주파수는 스위칭 손실과 에너지 저장소자의 크기를 고려하고, 또한 사용 전력용 스위치 및 제어소자의 특성표를 참조하여 67[㎑]로 설정한다. 회로가 불연속이라는 것을 확실히 하기 위하여, 최대 on시간과 리셋 시간의 합은 스위칭 주기의 85%가 되도록 해야 한다. 권선비, 요구전력, 불연속, 그리고 스위칭 주파수로부터 1차와 2차 인덕터의 인덕턴스, 피크 전류 및 온과 리셋 시간을 정의할 수 있다. 다음의 관계식으로부터 이들 값들은 정해진다.

$$P_{\in}=\frac{1}{2}\overline{I_p^2 L_p F_s} \tag{4}$$

$$\overline{I_p}=\overline{\tau_{on}}\frac{V_{dc}}{L_p} \tag{5}$$

$$\overline{I_s}=\overline{I_p}\frac{N_p}{N_s} \tag{6}$$

$$L_p=\left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 L_s \tag{7}$$

$$\tau_{rst}=\frac{\overline{I_s}L_s}{\underline{V_{batt}}+V_{diode}} \tag{8}$$

$$\overline{\tau_{on}}+\overline{\tau_{rst}}\le\frac{0.85}{F_s} \tag{9}$$

여기서, I_p는 1차 인덕터의 피크전류, L_p는 1차 인덕턴스, I_s는 2차 인덕터의 피크전류, L_s는 2차 인덕턴스, τ_{on}은 스위치 온 시간, τ_{rst}는 리셋 시간, F_s는 스위칭 주파수이다. 약간의 수학적 조작을 하면, 다음의 관계를 얻을 수 있다.

$$\overline{\tau_{on}}\cdot\left(1+\frac{\underline{V_{dc}}N_s}{N_p\left(\underline{V_{batt}}+V_{diode}\right)}\right)\le\frac{0.85}{F_s} \tag{10}$$

식 (10)으로부터, τ_{on}은 약 3.56[㎲]이하이고, τ_{rst}는 약 9.1[㎲]이하가 될 것이다. 이들 값은 이상적인 경우의 계산 값으로 실제의 1차와 2차 인덕턴스가 결정되면 약간의 수정이 필요하다. 여기서, Underbar는 최소값을 나타낸다. 식(4)와 (5)를 정리하면 다음이다.

$$L_p=\frac{\left(\overline{\tau_{on}}\underline{V_{dc}}\right)^2 F_s}{2P_{\in}}=\frac{(3.56\times10^{-6}\cdot 276)^2\cdot 67\times10^3}{2\times50}\approx 647\,[\mu H] \tag{11}$$

이때, L_p는 약 647[μH]가 된다. 식(7)로부터 L_s는 약 18[μH]이다. 식(5)로부터 1차 인덕터의 피크전류는 1.52[A]이다.

(4) 인덕터 전류의 실효값

주기적인 삼각파 신호의 실효값은 다음과 같다.

$$I_S=I_p\sqrt{\frac{\tau}{3}F_s} \tag{12}$$

여기서, I_p는 피크 전류값, τ는 펄스의 밑변 폭, T는 파형의 주기이다. 1차 및 2차의 실효전류는 각각 0.44[A], 2.64[A]이다.

$$I_S=1.52\sqrt{\frac{3.56\times10^{-6}}{3}\times67\times10^3}\approx0.44[A] \tag{13}$$

전류밀도를 5[A/㎟]로 설정하면, 인덕터의 1차 권선은 0.35[㎟], 2차 권선은 0.6[㎟]*2로 하면 적절하다.

3. 4 전류와 전압 설정

(1) 충전전류 검출 저항

U8(UC3909)에서 전류 검출 증폭기는 67[㎑] 플라이백 전류 파형을 처리하기 위한 대역폭을 가지고 있지 않다. 이러한 제한을 피하기 위해서는 전류 검출저항 R_{52}로부터 검출된 신호는 간단한 R-C 필터(R_{45}, C_{29})에 의해 처리되어진다. 이 필터의 -3dB 주파수는 피드백 회로에 영향을 최소화하기 위해 20[㎑] 정도로 설정된다. 또 다른 저항 R_{46}은 전류 센서 증폭기의 2.3[V] 바이어스 점을 제공하기 위한 것이다. 본 설계에서 전력손실은 전류 검출저항 R_{52}를 결정하는 주요 값이다. 이 저항은 0.05[Ω]으로 설정되었으며, 최대 충전전류가 흐를 경우 0.4[W] 이내이다.

(2) 벌크전류 설정

벌크전류는 R_{47}과 R_{50}의 값으로 설정된다. 충전기가 벌크충전상태일 때, 전압 오차 증폭기는 포화상태에 있고, 그 출력(VAO)은 거의 5[V]로 되어 있을 것이다. 관련 회로는 그림5에 나타낸다.

전류 오차 증폭기가 추종상태에 있기 위해서는 CA-단자의 전압이 2.3[V] 이어야 한다. 원하는 벌크 전류값은 2.5[A]이다.

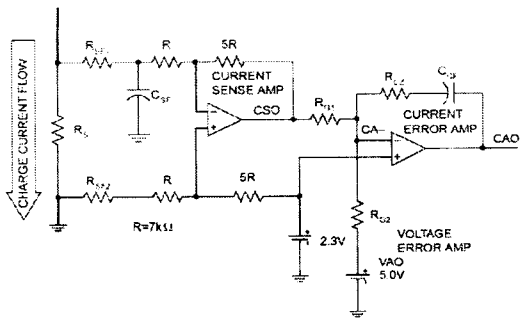

그림 5 벌크전류 설정

(3) 간헐전류 설정

UC3909가 간헐 충전모드에 있는 경우 전압 오차 증폭기 출력 VAO는 하이 임피던스 상태로 된다. 그리고 간헐 충전 제어 전류는 UC3909의 CA단자로 향하게 된다. 간헐 충전 제어전류는 UC3909의 RSET단자의 전류 흐름의 5%이다. 간헐 충전 전류는 식 (14)이다.

$$I_{TRICKLE} = \frac{I_{TRICKLECONTROL} R_{G1}}{5 R_s} \qquad (14)$$

(4) 과충전 감쇄 전류

과충전 감쇄전류 $I_{\alpha t}$는 과충전 상태에서 부동충전 상태로 전환하는 점을 찾는 UC3909의 전류레벨이다. 과충전 상태에서 부동충전 상태로의 전환은 OVCTAP단자의 전압이 2.3[V]이상으로 상승하면 일어난다. OVCTAP단자는 VLOGIC단자에서 CSO 단자까지의 전압 분배기 단자로 연결된다. 전압분배기는 R_{51}과 R_{31}저항으로 구성되어 있다.

(5) 포토카플러 LED 전류 제한

포토카플러의 출력이 정상적으로 동작하기 위해서는 포토카플러의 LED를 통과하는 전류가 충분해야 하며, 이를 위해서는 $R_E(R_{32})$가 충분히 작아야 한다. 식 (15)를 참고하여 저항을 결정한다.

$$\frac{V_O - V_{OP} - 2.5}{R_E} > I_{FB} \qquad (15)$$

여기서, V_{OP}는 포토카플러 다이오드의 순방향 전압이고, 전형적인 값은 1[V]정도 이다. I_{FB}는 1차측 주전원 스위치의 피드백 전류 크기이며, 약 1[㎃] 정도의 값을 가지고 있다.

3. 5 전류 제어 루프

전류제어경로에는 몇 개의 부품이 있다. 그림6은 상세한 피드백 경로를 나타내고 있다. 피드백 경로에서 각 소자는 다음과 같다.

1) V_{CAO}를 포토커플러에서 I_{LED}로 바꾸는 Q_4와 $R_E(R_{32})$
2) 출력전압과 함께 I_{LP}를 R_S를 통과하는 평균전류로 변환하는 결합 인덕터
3) 평균 출력전류를 전압으로 바꾸는 R_S, R_{SF1}, C_{SF}
4) C_{SF} 양단의 전압을 증폭하는 전류 센서 증폭기
5) 피드백 경로에 이득과 위상 보상을 제공하는 전류 오차 증폭기

이들 요소는 전체 루프 특성을 결정하기 위하여 단계적으로 시험된다.

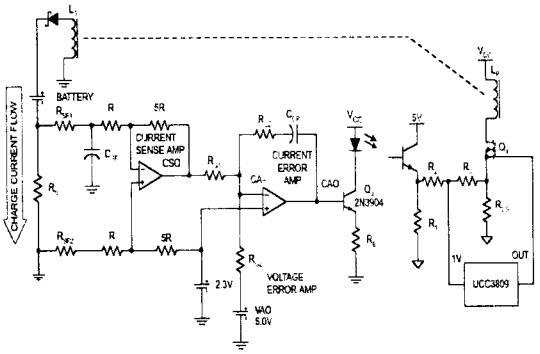

그림 6 전류 제어 루프

(1) 결합 인덕터와 출력전압

2차 인덕터에서 피크전류는 1차 인덕터전류의 N_P/N_S 배이다. 2차 전류 파형은 삼각파 이며, 그림 7과 같이 평균값을 가지고 있다.

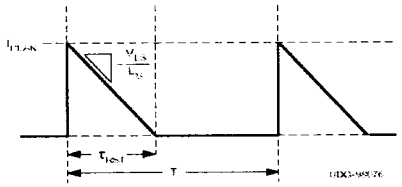

그림 7 2차 전류 파형

평균전류는 식 (16)과 같다.

$$I_{L_S AVG} = \frac{1}{2T}(I_{L_S PEAK})^2 \frac{L_S}{V_{LS}} \qquad (16)$$
$$= \frac{1}{2T}\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 (I_{L_P PEAK})^2 \frac{L_S}{V_{LS}}$$

이 단계의 이득은 피크 1차 전류와 관련된 평균 2차 전류의 미분값이다. 위 식을 미분하면 식 (17)과 같다.

$$G_3 = \frac{1}{T}\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 \frac{L_S}{V_{L_S}} I_{L_P PEAK}\,[V/A] \qquad (17)$$

이로부터, 이득은 부하전압과 전류에 관련됨을 알 수

있다. 이런 미분은 결함 인덕터의 이득을 만든다.

(2) 전류센서 저항과 필터 및 증폭기

센서 저항과 필터 회로의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_4 = \frac{R_S}{1+sR_{SF1}C_{SF}} = \frac{0.02}{1+7.5\times10^{-6}s}\ [V/A] \quad (18)$$

전류센서 증폭기의 출력은 다음이다.

$$V_{CSO} = 2.3 - 5V_{CSF} \quad (19)$$

(3) 전체 전류루프 이득 및 전류루프 보상

전류 오차 증폭기를 제외한 전류루프의 개방 회로 이득은 앞에서 언급한 모든 이득함수의 곱이다. 이 경우에 G는 1.05 또는 0.44[dB]이며, 20[㎑]에서 단일 극을 가지고 있다.

그림8은 보상 및 보상되지 않은 경우의 전류루프 이득 특성을 보여준다. 전류오차 증폭기의 전달함수는 식 (20)과 같다.

$$G(s) = \frac{1+sR_{G2}C_{CP}}{sR_{G1}C_{CP}} = G_{CEA} \quad (20)$$

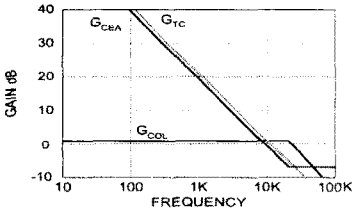

그림 8 전류 루프 이득

이 적분기에서 R은 이미 1.47[kΩ](R_{G1})으로 결정되었다. 이것은 커패시터를 낮은 주파수 이득 특성에 설정하도록 한다. 6.7[㎑]에서 이득이 -0.44[dB]에 대해서는 커패시터 값이 10[㎋] 부근임이 틀림없다. 파워 단계를 통한 위상 지연은 관련된 주파수 범위에서는 작다. 전류오차 증폭기의 원래 극점은 루프에 대해서 90[°]정도 기여한다. 전류센서 필터의 위상 지연은 전류오차 증폭기 응답에서 영으로 상쇄된다. 이것은 루프가 거의 90[°] 정도의 위상 여유를 가진 무조건적으로 안정하다는 것을 의미한다.

3. 6 전압 제어 루프

전압 제어 루프는 그림9와 같다.

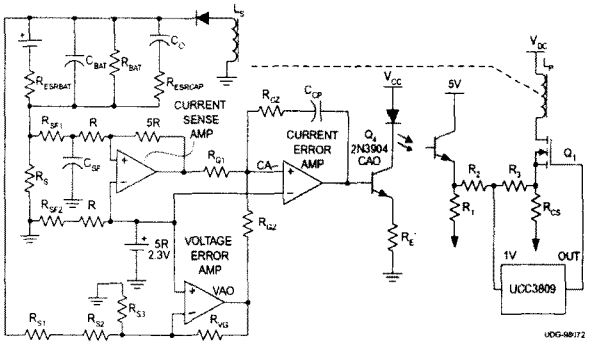

그림 9 전압 제어 루프

그림 9는 간헐충전 및 벌크충전 중에 전압 제어 루프는 개방회로임을 보여준다. 과충전 상태 동안 어떤 위치에서 전압 제어 루프가 형성되어 동작한다. 과충전 상태와 부동충전 상태 이외에는 전압루프(R_{S1}~ R_{S3}의 저항, 전압오차증폭기 및 R_{VG}로 구성)는 전류루프 주변의 외부 제어루프이다. 전압루프의 개루프 응답은 전류루프 응답에 출력임피던스와 전압루프의 소자 이득을 곱한 것과 같다. 폐루프전류응답(전류검출증폭기 출력의 어떤 변화에 대한 출력 전류의 변화)은 다음과 같다.

$$G_{CCL} = \frac{1}{G_4G_5}\,\frac{G_{CEA}G_5G_4G_3G_2G_1}{G_{CEA}G_5G_4G_3G_2G_1+1} \approx \frac{7.143\times10^5}{s+7.143\times10^4} \quad (21)$$

납축전지는 모델링하기가 복잡한 소자이며, 온도, 충전상태, 사용연수 및 충방전 횟수 등에 따라 파라미터가 변동하는 특성을 갖는다. 분배기 이득(G_{DIV})과 개루프 전압전달함수는 각각 식(22)와 식(23)과 같다.

$$G_{DIV} = \frac{R_{S3}}{R_{S1}+R_{S2}+R_{S3}} = 0.166 \quad (22)$$

$$G_{VOL} = \frac{1.743\times10^4}{7.143\times10^4+s}\,Z_LG_{VEA} \quad (23)$$

Z_L과 G_{VEA}항을 무시하면, 이 회로의 위상 이동은 전류제어루프 교차주파수(10[㎑])에서 45[°]이고, 3.2[㎑]에서 약 22.5[°]이다. 전압오차 증폭기는 시스템에 극점이 추가되어 발생할 추가의 위상 이동을 피하기 위하여 일직선의 이득 증폭기가 되도록 설정된다. 90[°]로 취해질 부하의 위상 이동과 함께, 양호한 위상 이득을 지하기 위해 전압루프는 3.2[㎑]이하에 교차주파수를 가져야 한다.

4. 실험 결과 및 시제품

4. 1 충전 상태에 따른 전류 및 전압 파형

(1) 간헐충전 상태의 전압 및 전류 파형

그림 10은 간헐충전 기간의 전압 및 전류 파형을 나타낸 것이다.

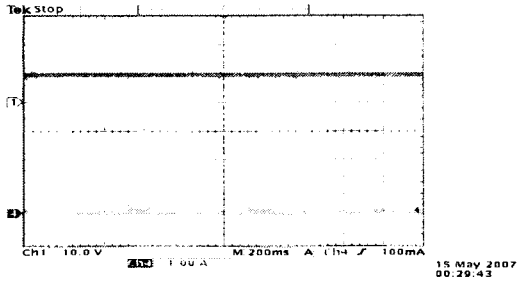

그림 10 간헐충전 기간의 전압 및 전류 파형(10[V])

이 기간에는 충전용 납축전지의 전압이 10[V]이하로서 납축전지의 이상이나 이로 인한 충전기의 고장 발생을 줄이기 위하여 작은 전류로서 초기 충전을 시작하는 과정이다. 이러한 작은 전류에 의해 충전을 시작하여 일정 시간이 결과하면 정상적인 납축전지의 경우에는 납축전지의 전압이 상승하게 된다. 납축전지의 전압이 10.5[V] 이상에 이르면 충전기는 벌크충전 상태로 전환된다.

(2) 벌크충전 상태의 전압 및 전류 파형

그림 11은 벌크충전 기간의 전압 및 전류 파형을 나타낸 것이다.

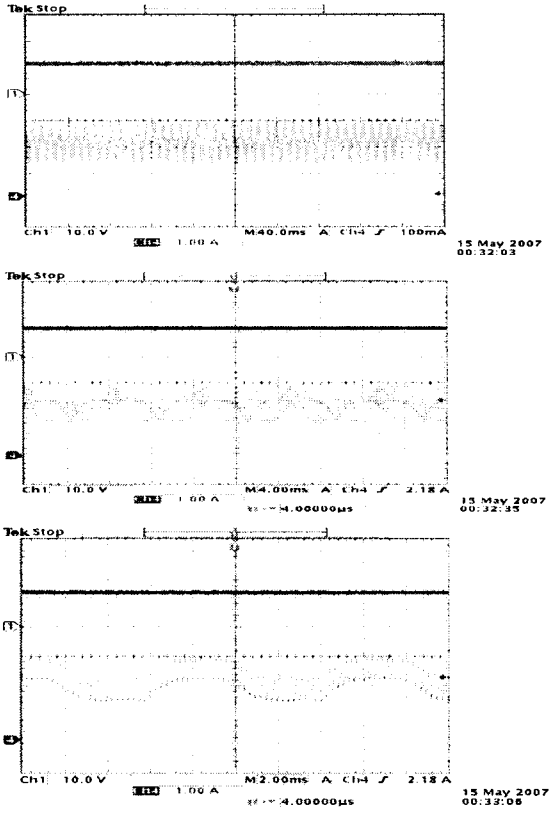

그림 11 벌크충전 기간의 전압 및 전류 파형(12[V], 2.1[A])

일반 전원 충전기의 경우 연속전류로서 충전을 하고 있으나, 본 펄스 충전기는 충전효율 상승 및 납축전지의 성능을 초기 상태로 유지하기 위해 펄스 형태의 전류가 공급되고 있다. 이 전류의 평균값은 약 2.1[A]로서 최대 전류를 공급하고 있다. 이 모드는 과충전 최대 전압의 95[%]까지 지속된다. 내부 설정 저항값의 변화에 따라 설정값을 바꿀 수 있다.

(3) 과충전 상태의 전압 및 전류 파형

그림 12는 과충전 기간의 전압 및 전류 파형이다.

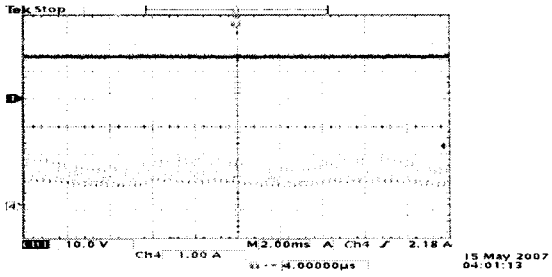

그림 12 과충전 기간의 전압 및 전류 파형 (14.5[V],1.1[A])

납축전지의 최대 충전전압에 도달되기 이전의 과충전 상태에서 측정한 전압 및 전류 파형이다. 충전전류의 파형은 여전히 펄스 형태를 지속하고 있으며, 평균전류값은 최대 충전전류보다 낮은 값으로 충전되고 있음을 알 수 있다. 이 모드는 납축전지 전압이 최대 충전 설정전압인 14.8[V]이상은 상승하지 않으며, 충전이 지속됨에 따라 충전전류가 계속하여 감소한다. 충전전류는 벌크충전 전류의 2[%]에 도달하면 부동충전 상태로 전환한다.

(4) 부동충전 상태의 전압 및 전류 파형

그림13은 부동충전 기간의 전압 및 전류 파형이다.

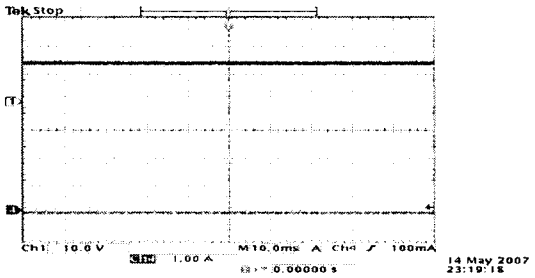

그림 13 부동충전 기간의 전압 및 전류 파형(13.8[V])

부동충전 상태에서는 납축전지의 전압이 13.8[V]를 유지하며, 충전전류는 거의 영이다. 단지 납축전지의 성능을 유지하기 위하여 소량의 펄스 전류를 계속하여 공급하고 있으며, 이는 자체 방전으로 인한 납축전지의 전압 강하를 보상하고 있는 것이다.

4. 2 펄스 충전기 PCB 및 내부 결선 사진

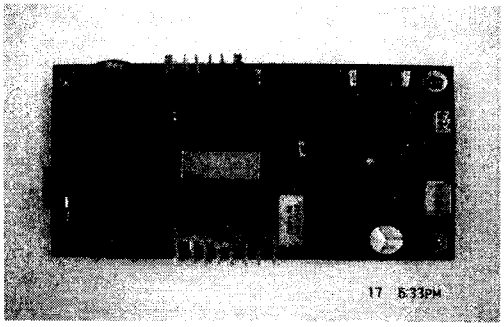

그림 14 펄스 충전기 PCB 사진

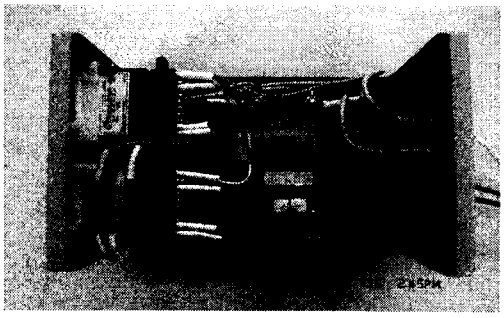

그림 15 펄스 충전기 내부 결선 사진

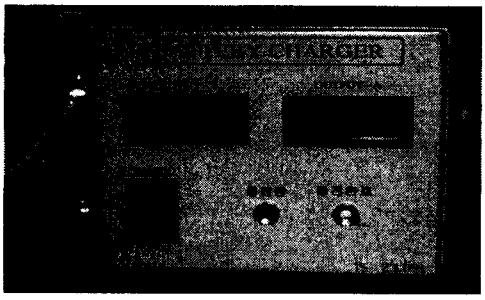

그림 16 펄스 충전기 시제품 사진

그림 14는 펄스 전류를 이용한 펄스충전기의 PCB를 나타낸 것이고, 그림 15와 16은 각각 스위치 모드전환형 펄스충전기의 내부회로도와 시제품 사진을 나타낸 것이다.

5. 결 론

본 연구에서 개발된 스위치 모드전환형 펄스충전기는 펄스충전기에서 납축전지를 제거한 상태에서는 정전압을 유지하며 납축전지를 연결하는 순간에 정전류 충전모드로 전환되어 급속충전을 계속하다가 납축전지가 충전완료 전압에 도달하면 정전압 충전모드로 자동 전환되어 상시충전이 가능하였다.

현재 납축전지는 2[V]가 가장 낮은 전압으로 구성되어 있으며, 6, 8, 12[V]의 제품이 생산되고 있다. 펄스 전류를 이용한 납축전지 성능개선 보조장치"는 6, 8, 12[V]에 해당하는 제품이 연구개발 제품으로 완료가 되었고, 2[V] 납축전지에 해당하는 고용량 2,200[Ah]와 2,400[Ah]에 해당하는 제품을 개발하여 한전과 통신회사 등에 적용하여 납축전지의 성능을 개선하고, 폐납축전지의 감소를 가져 올 수 있도록 고용량의 2[V] 납축전지에 해당하는"납축전지 성능개선 보조장치"에 대한 연구 과제가 남아 있다. 또한 폐납축전지 재활용을 위한 펄스 충전기는 낮은 충전 전류로 인하여 서서히 충전이 완료되지만, 필요에 따라서 급속 충전이 가능한 급속 펄스 충전기를 개발하여 제품을 다양화하고, 골프장 및 산업용으로 여러 종류의 전압(예 : 12[V], 24[V], 48[V] 등)에 적용 가능하도록 제품을 다양화해야 한다. 상당히 많은 양의 납축전지들이 어느 정도의 용량(20%~30%)을 가지고 있으면서도 폐기되고 있는 것이 현실정이다. 이러한 납축전지의 성능을 신제품 상태로 유지 및 복구함으로서 에너지 효율을 증대시키고, 폐납축전지를 재생함으로서 재활용 율을 극대화시키므로 납축전지의 폐기물 감소로 인한 관리비용 절감 및 환경오염을 감소시키는데 크게 기여할 것으로 기대된다.

감사의 글

본 연구는 중소기업청에서 시행한 중소기업기술혁신개발사업(전략과제:공고번호 제2004-149호)의 지원에 의한 연구로서, 관계부처에 감사드립니다.

[참 고 문 헌]

[1] J. C. Fothergill, L. A. Dissado and P. J. J. Sweeney, "A Discharge Avalanche Theory for the Propagation of Electrical Tree", *IEEE Transactions on Dielectricsand Electrical Insulation*, Vol. 1, No. 2, pp. 474-486, 1994.

[2] O. Kukrer, "Deadbeat Control of a Three-Phase Inverter with an Output LC Filter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 11, No. 1, pp.16-23, 1996.

[3] D. N. Zmood and D. G. Holmes, "Stational Frame Current Regulation of PWM Inverters with Zero Steady State Error", *IEEE PESC '99*, pp. 1185 - 1190, 1999.

[4] 김동완외 4인, " GUI를 이용한 컴퓨터 Power Supply 내장형 UPS시스템의 개발", *Trans. KIEE.* Vol. 53p, No. 4, DEC, 2004.

[5] 허태원외 3인, "독립적인 이중출력을 갖는 DC-DC컨버터의 해석 및 설계", *Trans. KIEE.* Vol. 54p, No. 4, DEC, 2005.

[6] 윤석암, 김원배, 조명현, "Ni-Cd 전지를 이용한 휴대용 랜턴의 설계 제작에 관한 연구" *Trans. KIEE.* Vol. 50p, No. 1, MAR, 2001.

[7] 김동완외 1인, "디지털 충전제어장치", 실용신안등록 제 0281411 호, 2002.

[8] 신춘식, "납축전지의 성능확인 시험성적서", 한국전기연구원, 2006TC00140, 2006.

[9] 김동완외 2인, " 폐납축지 재활용을 위한 전류펄스를 이용한 전압조정기와 펄스충전기의 개발", *Trans. KIEE.* Vol. 56p, No. 2, JUNE, 2007.