

폐납축전지 재활용을 위한 펄스전류에 의한 전압조정기와 펄스충전기의 개발

論 文
56P-2-1

Development of Voltage Regulator and Pulse Charger Using Pulse Current for Reuse of the Waste Lead Acid Battery

申 春 植* · 安 永 株** · 金 炯 完†
(Choon-Shik Shin · Young-Joo An · Dong-Wan Kim)

Abstract - In this study, the pulse charger and voltage regulator are proposed that can reuse the waste lead acid battery. The first we develop the voltage regulator that can reuse the waste lead battery. And the pulse current is applied to the terminal of the waste lead acid battery. The voltage regulator is available principle of the pulse current which can reduce the sulfate to incipient material such as Pb and PbO₂. Therefore the internal resistance of the lead acid battery is decreased, the performance of the lead acid battery is improved and the durability is prolonged. The second we develop the pulse charger using the voltage regulator. The pulse charger uses the switch mode of the forward convert method. The pulse charger maintain the constant voltage in state removing the lead acid 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 acid 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 the voltage regulator and pulse charger such as the good performance and the prolonged durability in lead acid battery of the small and large capacity.

Key Words : Pulse charger, Voltage regulator, Waste lead acid battery, Pulse current, Forward convert method

1. 서 론

납축전지는 화학에너지를 전기에너지로 변환시켜 직류전원을 공급한다. 방전시에는 화학반응에 의해서 전극판에 결정화 현상이 발생함으로써 내부저항이 증가하고, 반대로 충전시에는 방전전의 상태로 복구함으로써 내부저항이 감소하게 된다[1].

그러나, 오랜 기간 동안 충전전을 계속하면 방전시에 전극판에 결정화된 화학물질이 초기의 상태로 복구되지 않음으로서 납축전지의 내부저항은 계속 증가하게 된다. 이 결정 전극판이 부식되거나, 내부저항의 증가로 인하여 결국 납축전지는 폐기된다. 이와 같이 상당히 많은 양의 납축전지들이 어느 정도의 용량(20~30%)을 가지고 있으면서도 폐기되는 실정에 있다. 이러한 20~30%의 용량을 가지고 있는 폐납축전지는 납축전지의 충전시 전극판에 펄스 전류를 인가하여 재생함으로써 재활용 사용할 수 있으며, 이를 통해 납축전지의 수명의 연장뿐만 아니라 납축전지를 사용하는 장치의 성능을 유지시켜줌으로서 환경보호 및 시스템의 효

율향상이 가능하리라 사료된다.

따라서 본 연구에서는 펄스 전류를 납축전지의 (+)단자로 인가하여 납축전지의 성능을 향상시키고, 수명을 연장시키고 더불어 폐납축전지를 재생하여 재활용할 수 있는 펄스 전류를 이용한 전압조정기와 이를 이용한 포워드 컨버터방식의 스위치모드 펄스 충전기를 개발하고자 한다.

2. 펄스 전류를 이용한 전압조정기의 원리

납축전지에 결정화된 황산염(Sulfate)을 초기 화학물질인 Pb와 PbO₂로 환원되도록 하는 것이 펄스 전류를 이용한 전압조정기의 원리이다. 이렇게 결정화된 황산염을 초기 화학물질로 환원함으로써 납축전지의 내부저항이 감소하게 되어 납축전지는 성능이 향상되고, 수명이 연장되는 것이다. 그림 1은 결정화된 황산염의 전극판을 나타낸 것이다.[1]

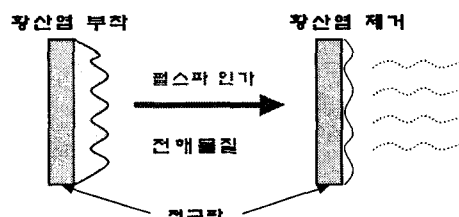


그림 1 결정화된 황산염의 전극판
Fig. 1 An electrode plate of the being crystallized vitriol

* 正 會 員 : (주)누리칸 代表理事 · 工博
** 正 會 員 : 釜慶大 電氣 · 制御工學部 教授 · 工博
† 교신저자, 正會員 : 東明大 電氣 · 電子工學科 教授 · 工博
E-mail : dongwan@tu.ac.kr
接受日字 : 2006年 9月 28日
最終完了 : 2007年 4月 16日

그림 1에서 펄스 전류를 인가하기전의 전극판에는 황산염이 결정화되어 붙어 있는 것을 알 수 있고, 이러한 황산염이 결정화된 전극판에 펄스 전류를 인가함으로써 서서히 황산염이 제거되어 납축전지의 내부 저항이 감소하게 되는 것이다. 즉, 펄스전류를 이용한 전압조정기의 원리는 10[KHz]의 펄스 전류를 납축전지의 (+)단자로 주기적으로 인가함으로써 결정화된 황산염을 제거하는 원리이다.

2.1 펄스 전류를 이용한 전압조정기 구성

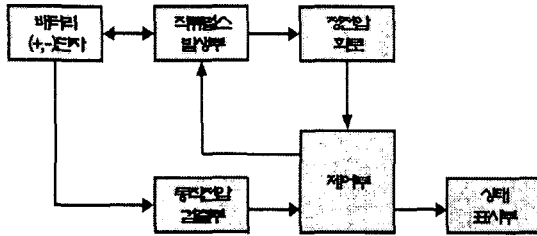


그림 2 전체 회로의 블록선도
Fig. 2 Diagram of the total circuit

그림 2는 전체 회로의 블록선도를 나타낸 것으로 납축전지 단자로부터 전원을 인가 받아서 직류펄스 발생부에 내장되어 있는 코일의 에너지를 전류펄스 형태로 다시 납축전지로 인가하는 시스템이다. 상태 표시부는 시스템이 정상적인 동작을 할 경우 LED 점멸 등으로 동작 상태를 나타내게 된다[2][4].

2.2 펄스 전류를 이용한 전압조정기 제어부

전압조정기 전체 시스템의 상태를 감지하여 제어하는 것으로 CPU의 구동전압은 납축전지 단자로부터 정전압회로를 통하여 일정한 전압이 공급된다. 그림 3은 제어부의 블록선도를 나타낸 것이다.

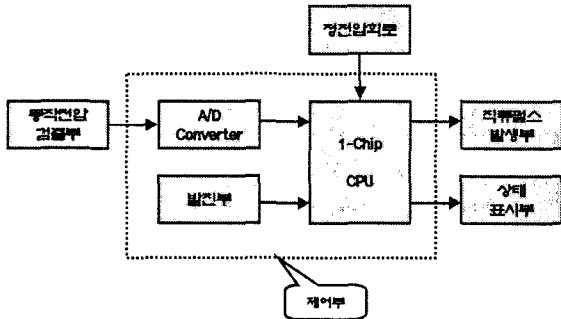


그림 3 제어부 블록선도
Fig. 3 Diagram of the control part

납축전지에서 인가되는 전압은 동작전압 검출부에서 읽어와서 A/D converter를 통하여 제어부로 입력되게 된다. 이 전압을 측정하여 설정 전압(V1) 이하 또는 설정 전압(V2) 이상이면 제어부는 동작을 하지 않고, 설정 전압 범위 내 (V1-V2)에서 PWM 펄스 신호를 직류펄스 발생부에 출력한다. 여기서 설정전압(V1)은 셀 당 1.7[V]이며, 설정전압(V2)는 셀 당 2.5[V]로 한다. 이 PWM 펄스 신호를 직류펄스 발생부에서 인가 받아서 직류펄스 발생부에 있는 스위치를 동작

(ON/OFF) 시킨다. 제어부내의 발전부는 CPU를 동작시키기 위한 발전회로가 내장되어 있다.

2.3 펄스 전류를 이용한 전압조정기 직류펄스 발생부

그림 4는 직류펄스 발생부를 나타낸다. 직류펄스 발생부는 제어부(CPU)의 PWM 펄스 신호에 응답하여 스위칭 동작을 수행하는 스위치(Q2)와, 납축전지 (+)단자와 스위치의 출력단 사이에 연결되어 상기 스위치(Q2)의 스위칭 동작에 의해 생성되는 코일의 역기전력에 의해 직류펄스를 발생하는 장치이다.

제어부의 PWM 출력이 High이면 스위치(Q2)의 드레인-소스는 도통(ON) 상태가 되고, 커패시터(C3) → 인덕터 코일(L1) → 스위치(Q2) → 커패시터(C3)로 전류가 흐르게 된다. 인덕터 코일(L1)에 적정 크기의 전류가 확립된 후, 제어부의 PWM 출력이 Low가 되어 스위치(Q2)는 차단(OFF) 상태가 된다. 이 기간 동안 인덕터 코일(L1)에 저장된 에너지는 인덕터 코일(L1) → 다이오드(D2) → PTC소자(RT1) → 납축전지 (+)단자 → 납축전지 (-)단자 → 커패시터(C3) → 인덕터 코일(L1)의 경로로 납축전지에 펄스 형태의 전류가 흐른다.

인덕터 코일(L1)에 저장된 에너지가 납축전지에 모두 전달되면 전류는 0(영)으로 된다. 이후 스위치(Q2)가 차단(OFF) 상태인 기간 동안 납축전지 (+)단자 → PTC소자(RT1) → 저항(R1) → 커패시터(C3) → 납축전지 (-)단자로 해서 커패시터(C3)는 충전된다.

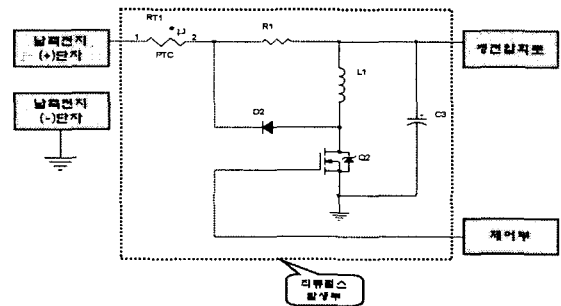


그림 4 직류펄스 발생부
Fig. 4 The generation part of direct current pulse

2.4 펄스 전류를 이용한 전압조정기 설계도면

그림 5는 펄스 전류를 이용한 전압조정기 전체 회로도이다. 회로에 납축전지 전압이 인가되면 동작 전압 검출부의 출력값을 상시 감시하여 출력값이 설정 전압 범위에 있지 않으면, 전압조정기는 동작을 하지 않게 된다.

제어부의 A/D converter를 통해서 CPU에 입력된 값이 설정 전압 범위 내에 있게 되면, CPU 내부에 프로그램 되어 있는 PWM 펄스신호가 직류펄스 발생부의 스위치(Q2)에 인가된다. 이에 따라 직류펄스 발생부의 스위치인 MOSFET(Q2)의 게이트에는 PWM 펄스신호가 주기적으로 인가되어 스위치(Q2)는 ON과 OFF의 스위칭 동작을 반복하여 행하게 된다.

따라서 커패시터(C3) → 인덕터 코일(L1) → 스위치(Q2) → 커패시터(C3)로 전류 경로의 형성과 차단을 반복하게 된다. 따라서 인덕터 코일(L1)에는 에너지가 저장되고, 이 저장된 에너지는 인덕터 코일(L1) → 다이오드(D2) → PTC소

자(RT1) → 납축전지 (+)단자 → 납축전지 (-)단자 → 커패시터(C3) → 인덕터 코일(L1)의 경로를 따라서 납축전지 (+)단자에 펄스 형태의 전류가 공급되게 되며, 직류펄스가 납축전지 (+)단자를 통해 연속적으로 공급된다. 상대표시부에서는 CPU의 동작 전압 검출부에 따른 연산 값을 입력받아서 전압이 동작 전압 범위 내이면 LED(U2)를 점멸한다[4].

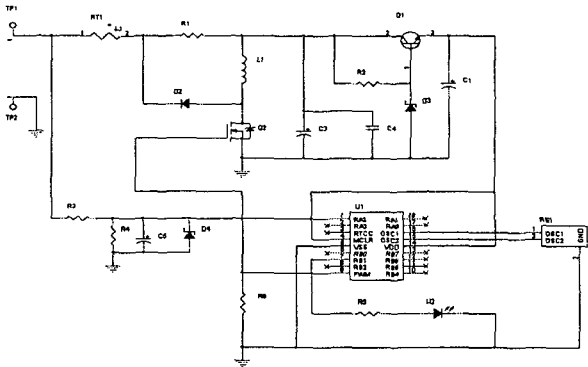


그림 5 펄스 전류를 이용한 전압조정기 전체 설계도면
 Fig. 5 The total design plan of voltage regulator using pulse current

3. 펄스 전류를 이용한 전압조정기 출력 특성

전압조정기의 출력이 납축전지의 (+)단자로 입력되는 전압과 전류의 크기를 저용량 자동차용인 경우와 고용량 산업용인 경우에 대해 각각 출력 특성을 검토하고, 성능의 명확한 검증을 위해서 공인인증기관에서 실시한 사이클시험결과(2006TC00140)의 일부를 예로 제시한다[8].

3.1 저용량 자동차용 납축전지인 경우

저용량 납축전지(250[Ah])인 경우 duty비를 4로 하고, 설정 전압을 13[V]로 하였을 경우에 소비전류는 10[mA]이고, 납축전지의 (+)단자로 입력되는 최대 출력 전압은 18.8[V], 최대 출력 전류 580[mA]이다. 그림 6은 25[us]인 경우의 출력 파형이고, 그림 7은 2.5[us]인 경우의 출력 파형을 각각 나타낸 것이다.

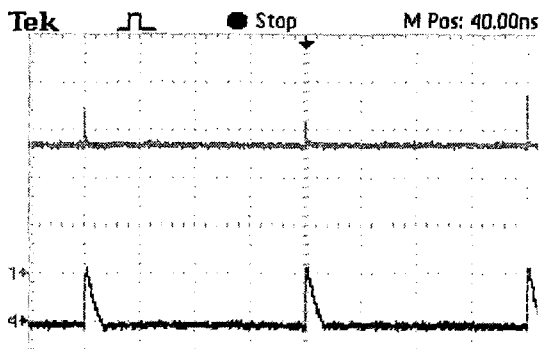


그림 6 저용량 납축전지 전압전류 파형(25[us])
 Fig. 6 The waveform of voltage and current for lead acid battery of small capacity(25[us])

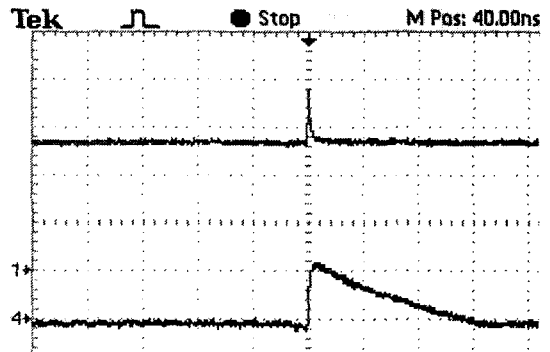


그림 7 저용량 납축전지 전압전류 파형(2.5[us])
 Fig. 7 The waveform of voltage and current for lead acid battery of small capacity(2.5[us])

3.2 고용량 산업용 납축전지인 경우

고용량 납축전지(500[Ah])인 경우 duty비를 10으로 하고, 설정 전압을 13[V]로 하였을 경우에 소비전류는 30[mA]이고, 납축전지의 (+)단자로 입력되는 최대 출력 전압은 22.6[V], 최대 출력 전류 1.08[A]이다. 그림 8은 25[us]인 경우의 출력 파형이고, 그림 9는 2.5[us]인 경우의 출력 파형을 각각 나타낸 것이다.

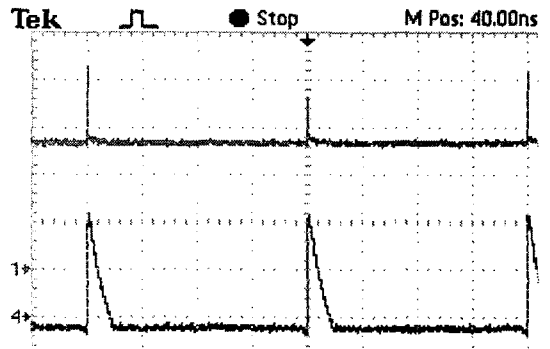


그림 8 고용량 납축전지 전압전류 파형(25[us])
 Fig. 8 The waveform of voltage and current for lead acid battery of high capacity(25[us])

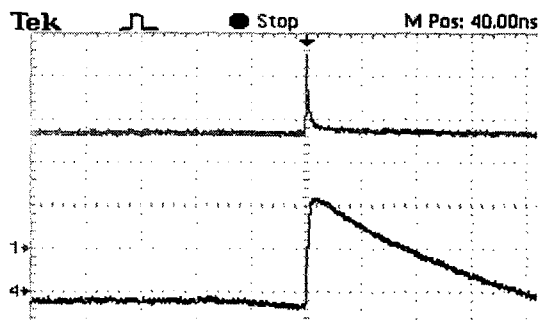


그림 9 고용량 납축전지 전압전류 파형(2.5[us])
 Fig. 9 The waveform of voltage and current for lead acid battery of high capacity(2.5[us])

3.3 사이클 성능시험 결과

펄스전류를 이용한 전압조정기의 특성검토를 위해 사이클 시험을 #1(전압조정기 미부착)과 #2(전압조정기 부착)에 대해 실시하였으며 시험방법은 다음의 단계로 실시하였으며 공인인증기관에서 실시한 성능확인 시험성적서에 의한 결과는 표 1과 같다[8].

1단계는 ①에서 ④의 순서 즉, ① 방전 : 6.5[A]의 전류로 10.8[V]까지 정전류 방전, ② 충전 : 10[A]의 전류로 14.4[V]까지 9[h]동안 정전류, 정전압 충전, ③ 방전 : 6.5[A]의 전류로 10.8[V]까지 정전류 방전, ④ ②-③ 과정을 2회 반복(cycle number : 1, 2)의 순서로 시험한다.

2단계는 저충전 상태로 낮은 심도의 사이클시험으로 다음의 ①에서 ⑦의 순서 즉, ① 충전 : 10[A]의 전류로 14.4[V]까지 9[h]동안 정전류, 정전압 충전, ② 상온에서 1시간 유지, ③ 방전 : 6.5[A]의 전류로 9시간 또는 9[V]에 도달할 때까지 방전, ④ 충전 : 6.695[A]의 전류로 3[h] 동안 충전, ⑤ 방전 : 6.5[A]의 전류로 9[h] 또는 9[V]에 도달할 때까지 방전, ⑥ ④ ~ ⑤를 49회 반복, ⑦ 충전 : 10[A]의 전류로 14.4[V]까지 9[h]동안 정전류, 정전압 충전의 순서로 시험한다.

3단계로 고충전 상태에서 높은 심도의 사이클시험으로 다음의 ①에서 ④의 순서 즉, ① 방전 : 8.125[A]의 전류로 2시간 또는 전지전압이 9[V]까지 방전, ② 충전 : 6.5[A]의 전류로 6[h] 동안 또는 14.4[V]까지 충전, ③ ① ~ ② 과정을 100회 반복, ④ 방전 : 6.5[A]의 전류로 10.8[V]에 도달할 때까지 방전의 순서로 시험한다.

표 1 사이클 성능시험 결과의 비교
Table 1 The comparison of results for cycle performance test

전압조정기 장착전(#01)			전압조정기 장착 후(#02)		
Cycle Number	방전용량 (Ah)	방전시간 (h)	Cycle Number	방전용량 (Ah)	방전시간 (h)
1	65.43	10.07	1	67.18	10.34
2	68.41	10.52	2	69.25	10.65
150	38.44	5.91	150	45.05	6.93
300	8.29	1.28	300	13.73	2.11

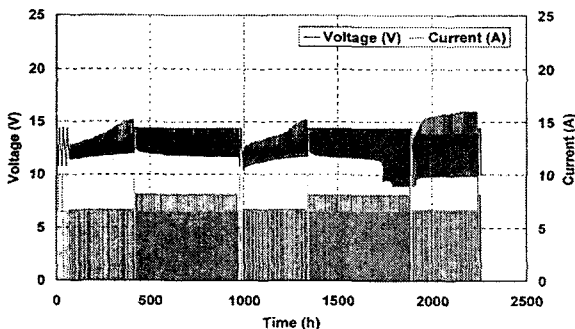


그림 10 사이클 시험시의 전압과 전류곡선
Fig. 10 The curve of voltage and current for cycle test

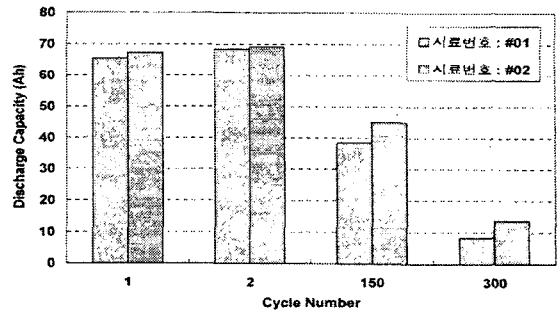


그림 11 사이클 시험 후 방전용량 비교
Fig. 11 The comparison of discharge capacity after circle test

그림 10은 사이클 시험 시의 전압과 전류곡선이며 위쪽이 전압곡선이고 아래 부분이 전류곡선이다. 정격전압 12[V]와 전류의 특성이 유지됨을 알 수 있다. 그림 11은 사이클 시험 후의 전압조정기를 장착하지 않은 경우의 #01과 장착한 경우의 #02에 대한 납축전지의 성능특성을 비교한 그림을 나타낸다. 본 연구에서 제시한 펄스전류에 의한 전압조정기를 장착한 경우가 그 특성이 우수함을 알 수 있다.

4. 포워드 컨버터 방식의 스위치모드 펄스충전기 설계

본 절에서는 펄스충전기 설계의 흐름도와 각 설계과정 중 일부인 시스템의 사양과 피드백루프 및 PWM제어회로의 설계에 관하여 제시한다. 그림 12는 설계과정의 흐름도이다.

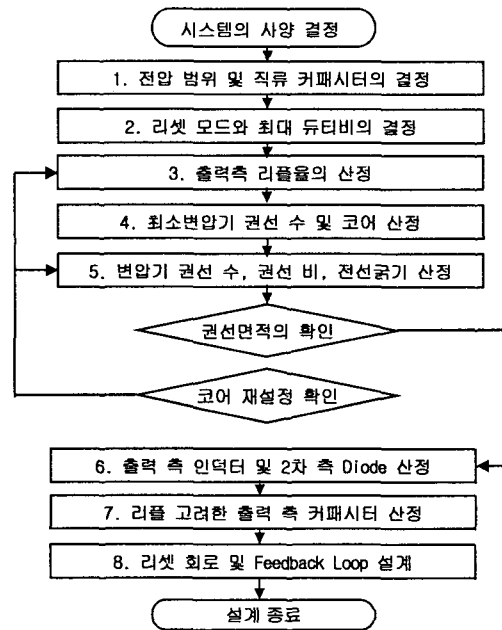


그림 12 설계 과정의 흐름도
Fig. 12 The flow chart of design process

4.1 시스템의 사양

충전기를 설계하는데 있어서 설계 사양은 설계를 위한 기본적인 자료이다. 현재 개발하고자하는 목표에 준하여 다음과 같이 사양을 선정하였다. 설계 사양에는 입력전압의 범위, 출력전압, 출력전류로부터 필요한 보조 사양을 결정한다. 표 2는 충전기 설계를 위한 입력 및 출력의 기본사양이다.

표 2 입출력 기본 사양

Table 2 The basic specification for input and output

항 목	내 용	비 고
입력전압의 범위	실효값 AC 220[V]	195~265[V]
전원주파수	교류 60[Hz]	
출력전압, V_{DC}	DC 28[V]	
출력전류, I_{DC}	DC 12.5[A]	

표 2의 기본 사양으로부터 설계를 위한 추가 사양들은 다음과 같이 정해진다.

- (1) 최저 입력전압 : V_I^{min} : 195[V]
- (2) 최고 입력전압 : V_I^{max} : 265[V]
- (3) 최대 출력 : P_o

DC output Voltage DC 24[V] → DC 24[V] 배터리의 최대 충전전압 28[V]

DC output Current → 최대 12.5[A]

$$P_o = V_{DC} \times I_{DC}$$

- (4) 추정 효율 E_{ff} 은 보통 0.7 ~ 0.85의 범위에 있으며, 본 연구에서 적용되는 정격용량을 고려할 경우 추정 효율은 제품의 안정성의 측면에서 최저효율로 설정하는 것이 적절하므로 여기서는 0.7로 설정한다.

펄스충전기 최대 입력을 고려하여 적절한 전력스위치(MOSFET)를 설정할 필요가 있다. MOSFET에 인가되는 전압은 본 설계에 적용하는 포워드 컨버터인 경우 입력 전원전압의 2배까지 이른다. 그러므로 적절한 전압정격을 갖는 전력스위치를 선정할 것이 요구된다. 본 연구에서는 내압 800[V] 이상을 가지며, 입력전류를 견딜 수 있는 스위치인 Power MOSFET FQA 10N80을 선정하였다.

4.2 Feed Back Loop 설계

출력회로의 전압 안정과 일정전류 제한을 위한 제어회로가 요구된다. 출력회로 측에 사용된 전압 및 전류 제어회로의 기본구성은 그림 13과 같다.

4.2.1 정전압 제어

출력전압은 저항 R_1 과 R_2 에 의해 검출된다. 검출된 전압은 OP Amp에서 기준전압 2.5[V]와 비교된다. OP Amp의 출력은 다이오드 D_2 와 저항 R_4 를 통하여 포토커플러의 LED로 전류를 공급한다. 저항 R_1 과 R_2 로 구성된 전압분배 회로는 KA4341의 기준전압에 2.5[V]가 되도록 설계되어야 한다. 실제, 저항 R_2 는 1개의 가변저항만으로 설정하여도 가능하지

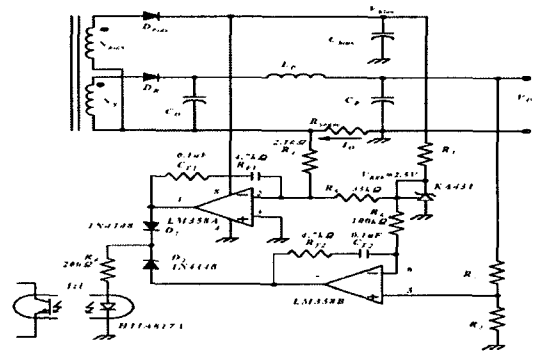


그림 13 OP Amp와 전류제어기를 사용한 CC/CV 제어회로
Fig. 13 The CC/CV control circuit using OP Amp and current controller

만 조정시 안정성을 고려하여 고정저항과 가변저항으로 구성하도록 한다. 설계 결과는 470[Ω]의 고정저항과 1[kΩ]의 가변저항을 직렬로 연결하여 사용한다. 각각의 전력 정격은 1/4[W]급 이상을 사용하면 충분하다. 그리고 C_{F2} 및 R_{F2} 는 전압제어루프를 보상하는 회로이다[5].

4.2.2 정전류 제어

출력전류를 검출하기 위한 센서로서 저항 R_{sensor} 가 사용된다. 출력전류에 의한 저항손실이 발생하여 전체적인 효율을 감소시키고 장치내의 온도를 증가시키는 단점이 있으나, 회로의 구성이 간단하고 가격이 저렴하기 때문에 일반적으로 사용되고 있다. 대전류가 흐르는 경우에는 적절한 저항 센서의 선택이 어려우므로 홀센서를 이용한 전류검출 센서를 사용하기도 한다. 본 연구에서는 비교적 중전류대의 검출이기 때문에 저항 검출방식을 채택하였다. 또한, 저항검출방식에 의한 검출전압은 전력손실을 고려하여 보통 0.1~0.2[V]의 범위에 둔다. 최대저항값을 선정할 경우 센서저항의 전력정격은 2.5[W]급이다. 그러므로 최대 저항 이하의 저항을 사용할 경우 전력정격은 안정성을 고려하여 5[W]급으로 설정하는 것이 타당할 것으로 사료된다. 본 연구에서는 $R_{sensor} = 0.01[\Omega]$, 5[W]급으로 설정하였으며, 최대 검출전압은 0.125[V]이다. 전류설정의 가변이 요구되므로 5[kΩ]의 가변저항을 사용하였으며 C_{F1} 및 R_{F1} 는 전류 제어루프를 보상하는 회로이다.

4.3 PWM 제어회로의 설계

스위치 모드방식의 전원장치 및 충전기에서 PWM 제어회로는 출력전압 및 전류 제어를 위해 필수적이다. 본 연구에서는 스위치 모드 전원장치에 적합한 PWM 제어전용소자를 사용하였다[3][6]. 그림 14는 KA384X 부품의 내부 블록도를 나타낸다. 현재 4가지 형태의 소자가 있으며, 회로에 적용되는 목적에 따라 적절한 소자를 선정하여야 한다. PWM제어에 필요한 기능으로는 최대 듀티비, 최대 동작주파수, 저전압 보호 기능의 기본적인 값에 의해 이들 소자가 결정되며, 본 연구에서는 KA3844B 소자를 사용하여 설계하였다[7].

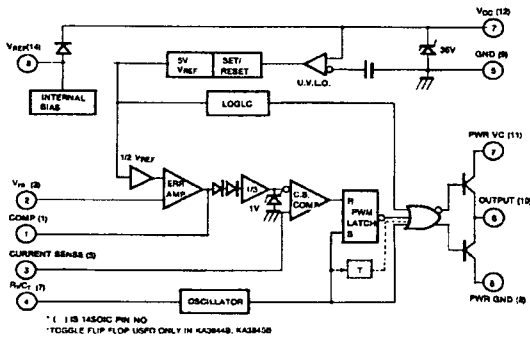


그림 14 PWM 제어 소자의 내부 블록도
Fig. 14 Internal block diagram of the PWM control element

소자는 내부에 기준전압 출력, 저전압 보호기능, MOSFET 구동 출력, 전류 검출, 전압피드백 및 스위칭 주파수 결정 회로가 포함되어 있다. 스위칭 주파수는 50[KHz]를 사용하며 전체 회로는 그림 15와 같다.

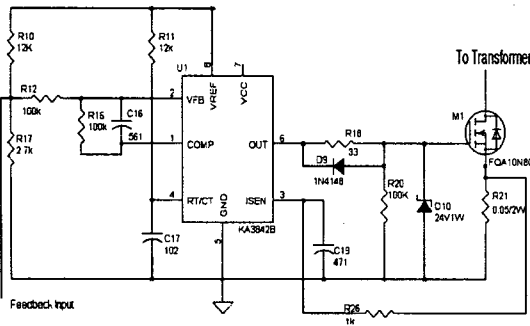


그림 15 PWM 주변 회로
Fig. 15 The circumference circuit of PWM

5. 실험 결과 및 시제품

설계의 결과를 검증하기 위하여 시험용 SMPS 충전기를 제작하고, 몇 가지 파형을 측정하고 분석하였으며 시험조건은 입력전압 210[V]에서 부하는 50[%] 부하상태로 측정하였다.

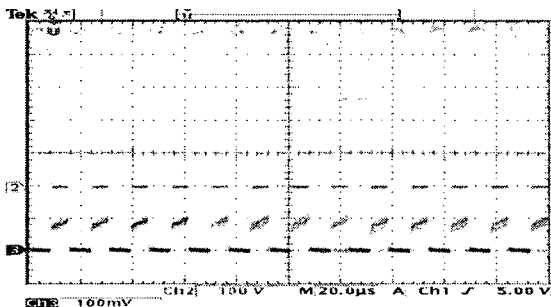


그림 16 입력전압 210[V]와 50[%]부하 조건에서 드레인 전류와 전압 파형
(Ch2 : 드레인 소스간 전압 100[V/div], Ch3 : 드레인 전류 2[A/div])
Fig. 16 The waveform drain current and voltage under load 50[%] and input voltage 210[V] condition

(Ch2 : drain voltage between source 100[V/div], Ch3 : drain current between source 2[A/div])

그림 16은 시험용으로 설계 제작한 SMPS 충전기의 입력측 FET의 드레인 소스간 전압 및 드레인 전류를 나타낸다. Ch2의 파형은 드레인 소스 간 전압파형이다. 그림의 파형으로부터 직류 링크단 전압은 약 260[V] 정도이며, 최대 전압은 약 480[V]에 이른다. 직류링크단의 전압은 최대 피크전압이 이론상 296[V]가 되지만 부하가 인가된 상태이기 때문에 전압변동에 따른 강하분이 발생하여 260[V] 정도가 된다.

설계 시에 전압변동 ΔV_{DC}^{max} 는 $\sqrt{2} V_{line}^{min}$ 의 10[%] 범위로 설정하였으며, 계산상으로는 27.5[V]이다. 실제 얻어진 결과는 전압강하분이 36[V]에 이르러 많은 것으로 사료된다. 그러나 이것은 직류 링크측 커패시터의 용량을 증가하면 쉽게 개선할 수 있다. 그리고 FET 드레인 소스간의 최대전압은 약 480[V]정도이다. 이것은 변압기 2차측의 연속적인 전류로 인하여 권수비에 해당하는 것만큼 전압이 1차 권선에 첨가되어 나타나는 것으로, 1차 교류 최대전압이 인가되고, 2차 측 전압이 정상적이더라도 MOSFET의 설계 내전압 정격은 800[V]이기 때문에 사용에는 문제가 없는 것으로 사료된다. 드레인 전류의 크기는 최대 2[A]이며, 실효전류는 약 1[A]가 된다.

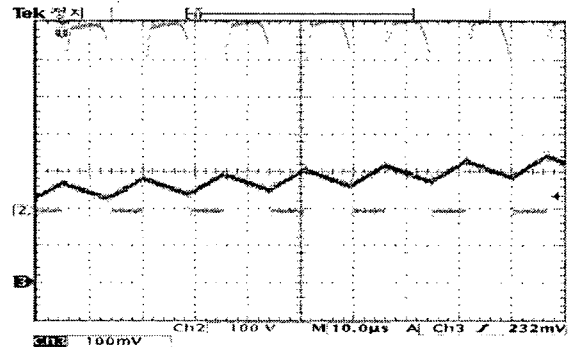


그림 17 입력전압 210[V]와 50[%]부하 조건에서 드레인 전압과 출력인덕터 전류
(Ch2 : 드레인 소스간 전압 100[V/div], Ch3 : 인덕터 전류 2[A/div])
Fig. 17 The waveform drain voltage and output inductor current under load 50[%] and input voltage 210[V] condition

(Ch2 : drain voltage between source 100[V/div], Ch3 : inductor current 2[A/div])

그림 17은 드레인 소스간 전압 및 출력 인덕터 전류파형이다. 1차 측의 MOSFET가 도통되는 구간에는 인덕터 전류가 증가하고 도통되지 않는 구간에는 인덕터 전류는 감소한다. 그러나 전체적으로는 인덕터 평균전류가 증가하는 것으로 보이지만 인덕터의 전류가 최저값으로 되는 기간이 있다. 이 동안에는 MOSFET가 도통이 되지 않는다. MOSFET에 인가되는 전압은 본 설계에 적용하는 포워드 컨버터인 경우 입력 전원전압의 2배까지 이른다. 그러므로 적절한 전압정격을 갖는 전력스위치를 선정할 것이 요구된다.

본 연구에서는 내압 800[V]이상을 가지며, 입력전류를 견

될 수 있는 스위치인 Power MOSFET FQA 10N80을 사용하였으며, 파워드컨버터의 근본적인 제약으로서 여기에 사용되는 변압기는 전력용 스위치(MOSFET)가 OFF 되어 있는 동안에는 변압기의 자화전류가 반드시 영이 되어야 한다. 그렇지 않으면 변압기는 자기회로가 포화되어 기능을 상실하게 된다. 따라서 자화전류를 영으로 하는 리셋회로가 반드시 사용되어야 하며, 변압기 제작에 어려움이 없도록 하기 위하여 대부분이 사용하고 있는 RCD스너브 회로를 사용하였다.

RCD스너브 회로의 커패시터의 전압은 거의 일정하고 주로 입력전압과는 무관하므로 넓은 입력전압범위에서 컨버터가 운전될 경우 전력용 스위치에 인가되는 전압은 리셋권선 방식과 비교해 볼 때 감소될 수 있다. RCD 리셋회로는 전력용 스위치에 낮은 전압 스트레스가 인가된 상태에서 스위치의 듀티비율 50[%] 이상까지 사용할 수 있다. 스위치의 최대 듀티비는 안정성을 고려하여 45[%]로 설정하였으며 이 동안에는 MOSFET가 도통이 되지 않는다. 현재의 파형에는 나타나 있지 않지만 이는 시간 축이 짧아서 표현이 되지 않은 경우이며 시간을 확대하면 그 모양을 알 수 있다. 이로 부터 출력 인덕터는 포화영역에 도달하지 않음을 알 수 있다.

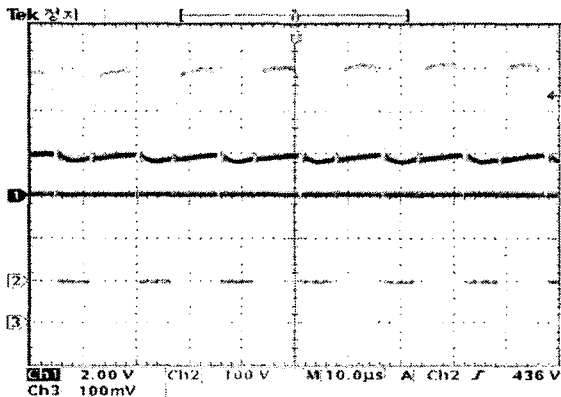


그림 18 입력전압 220[V]와 50[%]부하 조건에서 드레인 전압과 피드백신호전압 및 출력 전류
(Ch1 : 피드백 신호전압 2[V/div], Ch2 : 드레인 소스간 전압 100[V/div], Ch3 : 직류부하전류 2[A/div])

Fig. 18 The waveform drain voltage and feedback signal voltage under load 50[%] and input voltage 220[V] condition

(Ch1 : feedback signal voltage 2[V/div], Ch2 : drain voltage between source 100[V/div], Ch3 : direct load current 2[A/div])

그림 18은 50[%]부하 조건에서 그림 15에 나타난 PWM제어용 전용 IC인 KA3844B소자로 피드백 되는 신호를 측정하는 것이다. 스위치의 동작에 따라 제어신호가 적절하게 공급되고 있음을 알 수 있다.

그림 19는 SMPS 충전기의 출력전압 및 전류 파형을 나타낸다. 출력전압은 26[V]이며, 이때의 부하전류는 약 6.8[A]이다. 출력전압은 변압기의 이론적 설계 및 제작에 따른 오차로 인하여 부하조건에서 충분히 전력을 공급하지 못하므로 설계 값보다 2[V]정도 적은 값을 나타내므로, 변압기와 제어회로의 설계에 대한 보정을 통하여 보완가능하다.

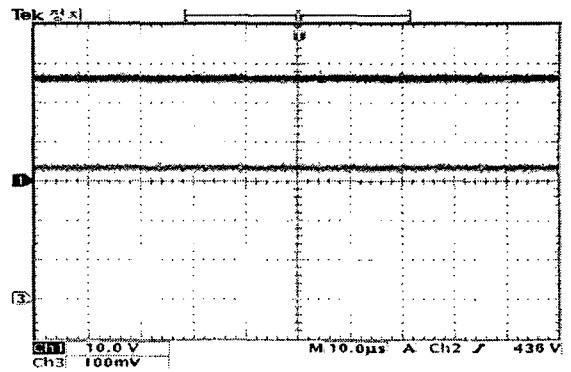


그림 19 출력전압 및 출력전류 파형
(Ch1 : 출력전압 10[V/div], Ch3 : 직류부하 전류 2[A/div])

Fig. 19 The waveform of output voltage and current
(Ch1 : output voltage 10[V/div], Ch3 : direct load current 2[A/div])

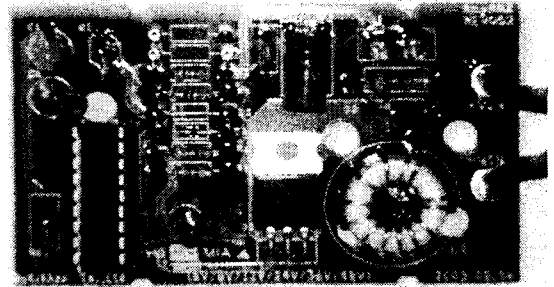


그림 20 펄스 전류를 이용한 전압조정기 PCB
Fig. 20 PCB of voltage regulator using pulse current

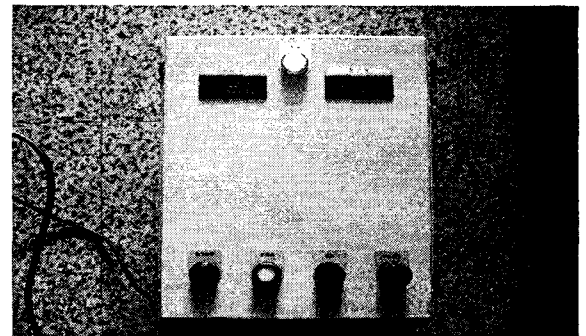


그림 21 스위치모드 펄스충전기 시제품 사진
Fig. 21 The test product photograph of a switch mode pulse charger

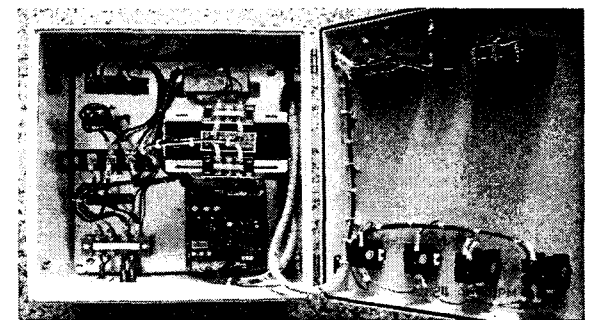


그림 22 전체 회로의 내부 결선도
Fig. 22 Internal coupling diagram of total circuit

그림 20은 펄스 전류를 이용한 전압조정기 제품의 PCB를 나타낸 것이고, 그림 21은 스위치모드 펄스충전기의 시제품을 나타낸 것이며, 그림 22는 전체 회로의 내부 결선도이다.

6. 결 론

본 연구에서 개발된 폐납축전지 재활용을 위한 전류펄스에 의한 전압조정기와 이를 이용한 포워드 컨버트방식의 스위치모드 펄스충전기는 펄스충전지에서 납축전지를 제거한 상태에서는 정전압을 유지하다가 납축전지를 연결하는 순간에 정전류 충전모드로 전환되어 급속충전을 계속하다가 납축전지가 충전완료 전압에 도달하면 정전압 충전모드로 자동 전환되어 상시충전이 가능하였으며, 저용량과 고용량 납축전지의 경우 모두 뛰어난 성능을 나타내었다.

개발된 전류펄스에 의한 전압조정기는 사이클 성능 시험 등에 의한 성능확인 성적시험서의 결과를 통하여 납축전지의 수명연장 및 납축전지를 장착한 시스템의 성능향상에 기여할 수 있음을 확인할 수 있었다. 또한, 현재 폐기되는 납축전지의 70-80[%]는 황산납화에 기인하고 있으므로, 개발된 전압조정기와 이를 이용한 펄스충전기는 납축전지 충전 중 적정량의 펄스전류를 납축전지에 인가함으로써 황산납화의 과정을 환원시켜 납축전지의 성능을 최적으로 유지시켜 주며 폐기되는 폐납축전지의 재활용이 가능하므로 산업환경의 개선과 자원의 효율성 향상 및 자원절약산업의 기반기술에 기여하리라 사료된다.

감사의 글

본 연구는 중소기업청에서 시행한 중소기업기술혁신개발사업(공고번호:제2004-149호)의 지원에 의하여 이루어진 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 Dielectrics and 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. 허태원의 3인, "독립적인 이중출력을 갖는 DC-DC컨버

터의 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. T. C. Chen and C. T. Pan, "Modeling and design of a single phase AC to DC converter", IEEE Proc. B, Electr. Power Appl., Vol. 139, No. 5, pp. 465, 1992.
10. J. F. Fuller, E. F. Fuchs and D. J. Roesler, "Influence of Harmonicon Power Distribution Protection", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 3, No. 2, pp. 549-557, 1988.

부 록

【펄스전류를 이용한 전압조정기 펌웨어 소스프로그램의 예】

```
void main()
{
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);
    setup_counters(RTCC_INTERNAL, WDT_2304MS);
    set_pwm1_duty(0);
    ...
    while(1)
    {
        restart_wdt();
        delay_ms(500);
        ...
        duty=10;
        if (uc_adv1_1 > offset_down)
        {
            if (uc_adv1_1 <
offset_up)
                } } ... }
    }
```

【스위치모드 펄스충전기 펌웨어 소스프로그램의 예】

```
//Main Programming Part
void main(void) {
    Init(); ...
    do {
        restart_wdt();
        if(bit_test(porta, 4) == 1 &
bit_test(porta, 5) == 0 & bit_test(portb, 0) == 0) {
            Control_Run = 1;
            Charger_Run_Lamp = 1;
            Charger_OK= 0;
            Fan_Run = 1;
        } else
        if(bit_test(porta, 5) == 1 | bit_test(portb, 0) == 1) {
            Control_Run = 0;
```



```

CCPR1L = 0x00;
PID.Total_MV = 0;
PID.EVn1 = 0; ...
PWM_Data = 0;

}
restart_wdt();
} while(1);
}

//충전 운전 루틴 예
void Charger_Run_Part() {
    if((Voltage < Max_Voltage &
PWM_Data < 240) | (Voltage < Max_Voltage & Ampere >
Setting_Ampere))
        PID.Total_MV +=
PID_Converter(Setting_Ampere - Ampere);
    ...
    CCPR1L = PWM_Data;
}

//배터리의 현재 전압 및 충전전류 체크 예
long int Voltage_Install() {
    if (Voltage_Sampling_Count < 2)
        Voltage_Sampling_Count++;
        Voltage_Sampling += Sampling_Data;
        Sampling_Data = Voltage_Sampling /
Voltage_Sampling_Count;
    ...

    long Ampere_Install() {
        if(Ampere_Sampling_Count < 2)
            Ampere_Sampling_Count++;
            Ampere_Sampling += Sampling_Data;
            if(Ampere_Sampling_Count >= 2) {
                Ampere_Sampling -=
Sampling_Data;
                Ampere_Sampling_Count =
2;
                ... .. } //

```

저 자 소 개

신 춘 식 (申 春 植)



1960년 8월생. 1987년 부경대학교 전자공학과 졸업. 1992년 동아대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1997년 한국해양대학교 대학원 기관공학과 졸업(공학박사). 2002년~현재 (주)누리칸 대표이사

Tel : 051-627-9870
 Fax : 051-621-9023
 E-mail : shincs85@dreamwiz.com

안 영 주 (安 永 株)



1957년 1월 22일생. 1986년 부경대 학교 전기공학과 졸업. 1988년 부산 대학교 전기전자공학과 졸업(석사). 1995년 부산대학교 전기공학과(박사). 현재 부경대학교 공대 전기·제어공학부 교수

Tel : 051-620-1638
 Fax : 051-623-4227
 E-mail : anyj@pknu.ac.kr

김 동 완 (金 炯 完)



1960년 2월 1일생. 1984년 동아대 전기공학과 졸업. 1987년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1997년~현재 동명대 전기전자공학과 교수. 건축전기설비기술사.조명전문가. 부산광역시 건축/건설위원.

Tel : 051-620-3416
 Fax : 051-620-8404
 E-mail : dongwan@tu.ac.kr