플라이백 컨버터방법에 의한 태양광발전설비의 납축전지 스위칭모드 전환형 펄스충전기 개발

논 문
58P-1-4

Development of the Switching Mode Conversion Type Pulse Charger for the Lead Battery of Solar Cell Generator Equipment by Fly-Back Converter Method

신 춘 식* · 안 영 주** · 김 동 완†
(Choon-Shik Shin · Young-Joo An · Dong-Wan Kim)

Abstract - In this paper, the switching mode conversion type pulse charger by fly-back converter method for lead battery of the solar cell generator equipment is proposed. And we propose the control circuit and design method of insulated switching mode convert type pulse charger by fly-back convert method in the lead battery. The proposed system can minimize the current consumption by digital pulse. Also the proposed system can generate the constant 10[KHz] frequency, transmit the signal with main control system in the power control system. And it supervises the state of lead battery using one chip micro processor. The proposed the switching mode conversion type pulse charger by the fly-back converter method can charge fast and stabilize lead battery with nominal value 12[V], 20[AH]. Also we propose the design procedure of the power control circuit for turn ratio of fly-back inductor and determining method of values such as the charging current, bulk current, partial current, over current value and fixed charging voltage. The experiment results for the voltage and current wave for partial, bulk, over and fixed charging period show the good charging effect and performance. And the PCB and internal coupling diagram of the switching mode conversion type pulse charger by fly-back converter method is presented.

Key Words : Fly-Back Converter, Switching Mode Conversion, Pulse Charger, Lead Battery

1. 서 론

최근 에너지절감 및 CO_2의 저감을 위한 신재생 에너지산업분야의 중요성이 부각되고 있으며 현재, 각 지자체에서는 도시브랜드의 가치창출을 위해 도시경관 계획 하에 경관조명을 공공건물, 대교, 복합빌딩, 공원 및 조경부분 등에 설치운영 또는 계획하고 있다. 따라서 효율적이고 에너지절약이 가능한 경관조명시스템의 개발과 활용은 도시경관계획의 성공적인 수행을 위해 절실히 필요하다[1, 2]. 현재의 경관조명시스템의 시설현황은 주로 복합건축물, 대형아파트단지, 공공시설, 대교 및 공원시설 등에 주로 설치하여 사용하고 있으며, 광원은 주로 메탈헬라이드램프, 나트륨램프 등과 LED를 혼합 또는 개별로 설치하여 사용하고 있으나, 220[V]와 380[V]의 전력을 주전기실에서 공급을 받아 메탈헬라이드램프와 나트륨램프를 점·소등하고 LED램프는 컨버터를 통해 전력을 변환하여 전원을 각각 두 개의 배선으로 공급을 받고 있으며, 경관조명의 점·소등은 타이머를 통해 온(on), 오프(off)를 계절별 및 시간대별로 하여 에너지절감을 하고 있는 실정이다[3, 4]. 따라서 경관조명전력의 효율적인 공급을 통한 에너지의 절감과 태양광발전설비와의 연계를 통한 효율적인 운용(고휘도 LED광원 및 안전과 주변 환경을 고려한 중요 조명)으로 경관조명전력의 에너지절약에 대한 필요성이 제기되고 있다[5, 6]. 태양광발전설비를 이용한 전원공급을 통해 저 전력의 LED램프를 구동할 경우 태양광 및 LED의 수명(약 8-10년)과 축전지의 성능개선(수명연장, 효율향상 등)은 통합관리와 유지보수의 관점에서 반드시 개선되어야 할 필요가 있다[10]. 현재까지의 납축전지 성능 개선에 관한 기술들은 모두 아날로그 펄스기술을 사용하여 적용함으로서 제품 자체의 소비전류가 많은 단점을 가지고 있었으며, 사용주파수도 1[KHz]와 10[KHz]의 다양한 제품들이 출시가 되었지만 현재는 10[KHz]만 제작되고 있으며, 이와 같은 다양한 제품들은 모두 납축전지의 전원을 인가받아서 동작하는 것이고, 펄스충전기 형태의 제품은 현재 미국의 Power Technology사에서 개발한 제품이 있다[15, 16].

본 연구에서는 태양광발전설비의 납축전지를 대상으로 펄스 전류를 인가하여 납축전지의 충전성능을 향상시킬 수 있고 제어회로의 설계와 적용상의 어려움이 있는 포워드 컨버터방식을 개선한 저전압에서의 적용성과 제어회로의 설계가 용이한 플라이백 컨버터방식의 절연된 스위칭모드 전환형 펄스충전기를 개발하고자 한다[14, 17]. 또한, 디지털 펄스기술을 사용하여 소비전류를 최소화하며, 사용하는 주파수의 경우도 일정한 10[KHz]의 주파수가 발생되도록 마이크로프로세서(micro-processor)를 이용하여 설계 및 제작하여 안정화를 도모하고 전력제어시스템과의 통합운영이 가능하도록 한다.

* 정 회 원 : (주)누리칸 대표이사·공박
** 정 회 원 : 부경대학교 전기·제어공학부 교수·공박
† 교신저자, 정회원 : 동명대학교 전기·전자공학과 교수·공박
E-mail : dongwan@tu.ac.kr
접수일자 : 2008년 11월 19일
최종완료 : 2008년 12월 26일

2. 태양광발전설비의 축전지 성능개선장치의 설계

그림 1은 경관조명용 태양광발전시스템의 전체구성도이며, 경관조명용 램프는 대 전력의 메탈헬라이드와 HID램프 및 저 전력의 LED램프를 사용한다. 전력계통에서 220[V]의 전원이 전력축적시스템과 전력제어시스템에 공급되며, 태양광발전시스템의 DC-DC컨버터를 통해 양질의 12[V]와 220[V]의 전력에 대한 AC-DC컨버터를 통하여 12[V]로 상시 충전하며 경관조명전력제어시스템은 대 전력의 메탈헬라이드와 HID램프와 저 전력의 LED램프에 교류와 직류전원을 구분하여 공급하고, PLC(Power line communication)에 의한 통합관리시스템에서는 전체시스템의 전력공급 상태와 충전과 방전상태를 상시 점검하여 시스템을 유지 관리한다[12, 13].

그림 1의 전력축적시스템의 축전지의 경우는 대용량의 에너지가 충전되고, 무게나 크기 보다는 가격이 중요한 영역에서는 납축전지가 대부분 사용된다[16]. 대표적인 응용부분으로 신 재생에너지분야 외에 UPS, 경보시스템의 백업 전원, 전화시스템의 백업 전원 그리고 휴대용 전기장치 등이 있다. 태양광발전설비의 경우 그 효용성을 위해서는 2[[KW]/h]이상의 용량이 필요하며 이를 위한 에너지가 충전되고, 그 효용성의 관점에서 축전지로서 주로 납축전지가 대부분 사용된다. 또한, 제어회로의 설계와 저전압에서의 적용성이 어려운 포워드 컨버터방식에 의한 펄스충전기의 문제점을 보완하여[14], 전력축적시스템의 축전지성능을 개선할 수 있는 전원전압 220[V]에서 동작하는 납축전지의 충전성능을 개선할 수 있는 플라이백 컨버터 방식을 이용한 절연된 스위칭 모드 전환형 펄스 충전기 회로와 설계방법을 제시한다[17].

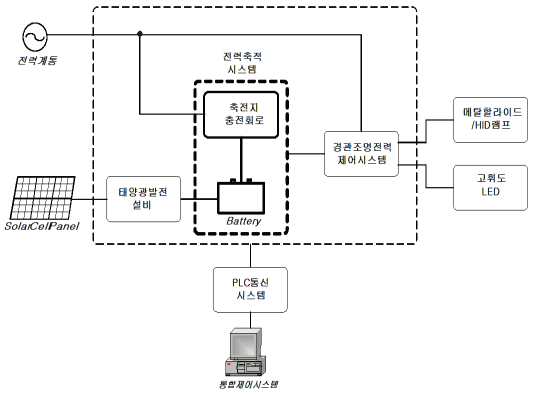

그림 1 태양광발전시스템의 전체 구성도

Fig. 1 The total configuration of the solar sell generator system

2.1 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.

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 과 충전전압(V_{OC})는 14.5[V]로 설정한다. 부동충전 전압은 13.6~13.8[V]이며, 펄스 충전기는 13.8[V](V_{FLOAT})로 부동 충전되며, 전원은 상용전원인 220[V] 교류전원을 사용한다. 입력전압의 변동범위는 +10~-25[%]로 한다. 납축전지 충전을 위한 전용 소자로서 UC3909가 있으며, 4단계 알고리즘을 수행한다. 이 4단계는 간헐충전, 벌크충전, 과 충전, 부동충전이다. 각 단계는 그림 2와 같다. 그림 2의 위의 파형은 전류를 아래의 파형은 전압을 나타낸다.

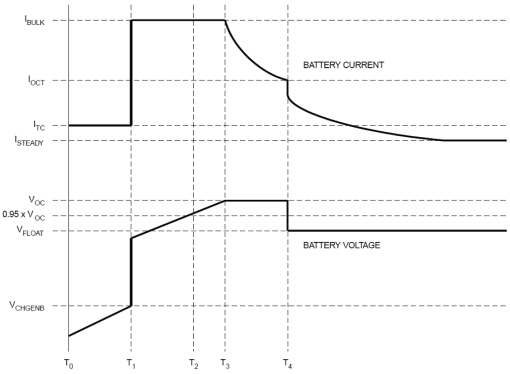

그림 2 충전사이클에 대한 납축전지의 전압 및 전류

Fig. 2 The voltage and current of lead battery for the charging cycle

(1) 펄스충전(간헐충전) - (T_0~T_1)

펄스 충전기는 아주 작은 전류를 공급한다. 보통 납축전지 용량 C의 1/100 값(I_{TC})로 납축전지 전압이 사전에 설정해 둔 충전 가능전압(V_{CHGENB})에 도달할 때까지 공급한다.

(2) 벌크충전 - (T_1~T_2)

납축전지 전압이 주어진 충전가능전압 이상에 있다면, 충전기는 일정한 전류를 납축전지에 공급하게 된다. 이 전류는 납축전지 전압이 최대 과 충전 전압의 95[[%]]에 도달할 때까지 공급된다.

(3) 과 충전 - (T_2~T_4)

과 충전 기간에서, 충전기는 납축전지 전압을 일정한 전압 V_{OC}로 유지한다. 충전기가 과 충전 상태에 진입할 때, 전류제어 루프가 동작을 시작하고, 일정전류가 납축전지에 계속 공급된다. 납축전지 전압이 계속 증가함에 따라 전압제어루프가 동작하여 납축전지 전압이 과 충전 전압 V_{OC}로 제어된다.(그림 2에서 T_3 지점)

(4) 부동충전 - (T_4 이후)

납축전지의 충전전류가 이미 설정된 값 이하로 감소하면 부동충전이 시작된다. 이때의 전압은 V_{OC}로 유지된다. 부동충전 기간 동안 충전기는 부하와 납축전지에 I_{BULK}[A]의 전류를 공급한다. 충전기는 UC3909의 전원이 전환되거나 납축전지 전압이 V_{OC}의 90[%] 이하로 감소할 때까지 부동충전상태가 지속된다.

2.2 피크전류제어기의 특성

그림 3과 4에 나타낸 것처럼, 제어용 IC에 전력을 공급하기 위해 보조권선에 정류기가 있는 불연속 플라이백 변환기이다.

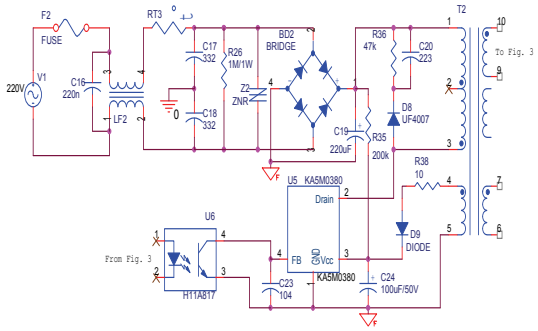

그림 3 피크전류제어기의 1차 측 회로도

Fig. 3 The first current diagram of peak current controller

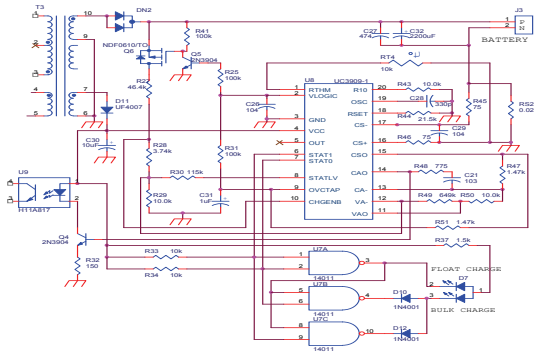

그림 4 피크전류제어기의 2차 측 회로도

Fig. 4 The second current diagram of peak current controller

그림 3은 1차 측 회로로서 피크전류제어기의 1차 측 회로를 보여주고 있다. 이 소자는 Fairchild Power Switch(FPS)로서 외부에 최소한의 소자를 결합하여 SMPS 구동용으로 설계되어 있다. 동작 주파수는 67[KHz]로 고정되어 있다. 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.

그림 4는 2차 측 회로로서, UC3909와 이와 관련된 부품들을 나타낸다. D_{11}와 C_{30}는 2차 측 회로의 전원을 공급한다. R_{27}~R_{30}의 분압기 저항은 모드 동작 전압의 설정 값을 결정한다. R_{31}과 R_{51}은 벌크 충전에서 부동충전으로의 전환시점을 결정하기 위해 전류크기를 결정한다.

2.3 전력회로 설계

(1) 플라이백 인덕터의 권선비

최대 권선 비(N_P/N_S)는 전력 스위칭 소자가 허용하는 최대 전압에 의해 결정되며, 피크 전력 스위치 전압은 다음의 식(1)로 주어지며 Overbar는 최대 값을 나타낸다.

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

여기서, V_{ps}는 최대 전력소자 전압(800 V), V_{dc}는 입력 필터커패시터 C_1의 최대 직류 전압(375 V), V_{IS}는 2차 측 인덕터 양단의 최대 전압 (15V+1V: 다이오드 전압), N_P/N_S 는 변압기 권선 비, V_{spike}는 스위치 턴 오프시 누설인덕터에 의한 역 전압(보통 V_{dc}의 30[%] 이하)이다. 이들 값을 사용하여 권선비 N_P/N_S를 4로 취하면 최대 스위치 전압은 521[V]가 된다.

(2) 전력조건

플라이백 인덕터 즉 주 변압기로부터 필요한 최대 출력전력은 다음의 식(2)와 같으며, 본 설계에서는 출력은 38[W]이고, 입력은 50[W]이다.

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

여기서, P_{out}는 플라이백 인덕터의 출력, I_{out}는 최대 평균 전류(I_{bulk} 또는 2.5[A]), V_{batt}는 최대 축전지 전압(온도 보상을 고려하여 15[V]를 사용), V_{diode}는 출력 측 정류 다이오드의 순방향 전압강하(보통 1[V])이다.

2.4 전류와 전압 설정

(1) 벌크전류 설정

벌크전류는 R_{47}과 R_{50}의 값으로 설정되며, 벌크충전상태일 때 전압 오차 증폭기는 포화상태에 있고, 그 출력(VAO)은 거의 5[V]로 되어 있으며, 관련 회로는 그림 5와 같다.

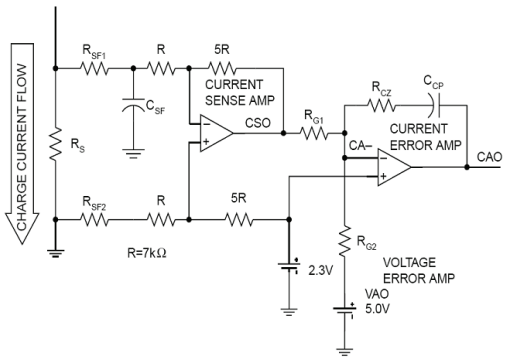

그림 5 벌크전류 설정을 위한 회로도

Fig. 5 The current diagram for set up of the bulk current

전류 오차 증폭기가 추종상태에 있기 위해서는 CA-단자의 전압이 2.3[V] 이어야 한다. 원하는 벌크 전류 값은 2.5[A]이다. 그림 5에서 저항 R_s 양단의 평균 전압은 식(3)이며, 만일 R_{G2} (R_{50})의 저항을 10[kΩ]으로 설정하면, R_{G1} (R_{47})은 2.31[kΩ]이 된다.

$$V_{RS} = 2.5[A] \times 0.05[\Omega] = 125[mV] \qquad (3)$$

(2) 간헐전류 설정

UC3909가 간헐 충전모드에 있는 경우 전압 오차 증폭기 출력 VAO는 하이 임피던스 상태로 된다. 그리고 간헐 충전 제어 전류는 UC3909의 CA- 단자로 향하게 된다. 간헐 충전 제어전류는 UC3909의 RSET 단자의 전류 흐름의 5[%]이다. 간헐 충전 전류는 단지 R_{G1}을 통해서 흐를 수 있으며, 간헐 충전전류는 식(4)이며, 그 값은 50[mA]이다.

$$I_{TRICKLE} = \frac{I_{TRICKLECONTROL}\, R_{G1}}{5\, R_s} \qquad (4)$$

(3) 부동충전전압

부동충전전압은 과 충전 주기가 종료된 후에 납축전지의 충전 상태를 유지하기 위하여 인가할 전압이다. 부동충전전압은 납축전지 양단의 전압이며 식(5)와 같다.

$$V_{FLOAT} = 2.3\frac{R_{27}+R_{28}+R_{29}}{R_{29}} \quad (5)$$

만일, R_{29} 을 10.0[kΩ]으로, V_{FLOAT}를 13.8[V]로 설정하면, R_{27} 과 R_{28} 의 합이 49.99[kΩ]이 되어야 하며, 충전상태에서 과충전 전압 V_{oc} 는 납축전지에 인가될 최대전압이다.

2.5 전류 및 전압 제어 루프

전류제어경로는 몇 개의 소자로 구성되어있다. 그림 6은 상세한 피드백 경로를 나타내며, 피드백 경로에서 개별적 소자는 다음과 같다.

1) V_{CAO}를 포토커플러에서 $I_{\leq D}$로 바꾸는 Q_4 와 $R_E(R_{32})$
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 오차증폭기

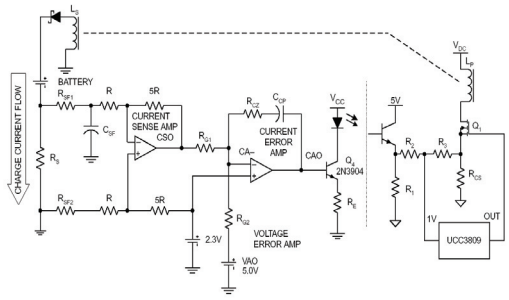

그림 6 전류 제어 루프

Fig. 6 The current control loop

(1) 결합 인덕터와 출력전압

2차 인덕터에서 피크전류는 1차 인덕터 전류의 N_P/N_S 배이다. 2차 전류 파형은 삼각파 이며, 그림 7과 같이 평균값을 가지고 있으며 평균전류는 다음의 식(6)과 같다.

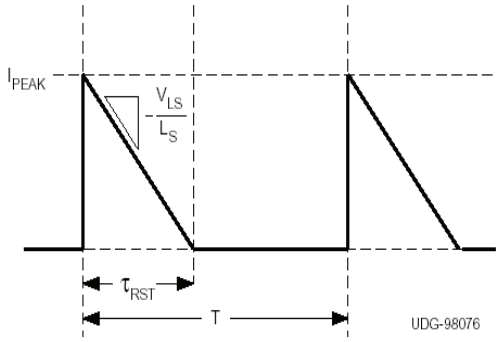

그림 7 2차 전류 파형

Fig. 7 The second current wave

$$I_{L_SAVG} = \frac{1}{2T}\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 \left(I_{L_PPEAK}\right)^2 \frac{L_S}{V_{LS}} \quad (6)$$

이 단계의 이득은 피크 1차 전류와 관련된 평균 2차 전류의 미분 값이다. 위 식을 미분하면 다음의 식(7)로 된다. 식(7)로부터, 이득은 부하전압과 전류에 관련됨을 알 수 있다.

$$G_3 = \frac{1}{T}\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 \frac{L_S}{V_{L_S}} I_{L_PPEAK}\,[A/A] \quad (7)$$

(2) 전체 전류루프 이득 및 전류루프 보상

전류 오차 증폭기를 제외한 전류루프의 개방 회로 이득은 모든 이득함수의 곱이다. 이 경우에 G는 1.05 또는 0.44[dB]이며, 20[KHz]에서 단일 극을 가지고 있다. 그림 8은 보상 및 보상되지 않은 경우의 전류루프 이득특성을 보여주며, 전류오차 증폭기의 전달함수는 식(8)과 같다.

$$G(s) = \frac{1+sR_{CZ}C_{CP}}{SR_{G1}C_{CP}} = G_{CEA} \quad (8)$$

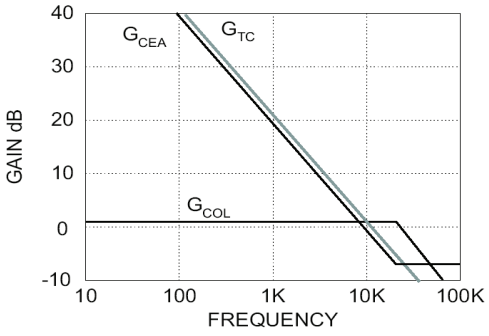

그림 8 전류 루프 이득

Fig. 8 The gain of current loop

전압 제어 루프는 그림 9와 같으며, 간헐충전 및 벌크충전 중에 전압 제어 루프는 개방회로이다. 과 충전 상태 동안 어떤 위치에서 전압 제어 루프가 형성되어 동작한다. 과 충전 상태와 부동충전 상태 이외에는 전압루프(R_{S1}~R_{S4}의 저항, 전압오차증폭기 및 R_{VG}로 구성)는 전류루프주변의 외부 제어루프이다. 전압루프의 개 루프 응답은 전류루프 응답에 출력임피던스와 전압루프의 소자 이득을 곱한 식(9)이다.

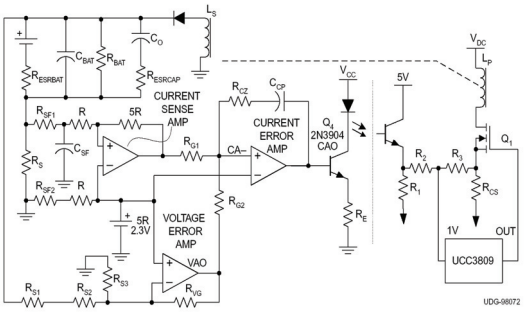

그림 9 전압 제어 루프

Fig. 9 The voltage control loop

$$G_{VOL} = G_{CCL} Z_L G_{DIV} \frac{R_{G1}}{R_{G2}} G_{VEA} \quad (9)$$

여기서, G_{VOL}은 개루프 전압전달함수, G_{CCL}은 폐루프 전류전달함수, Z_L은 부하임피던스, G_{DIV}는 $VA-$ 핀에서 바라본 납축전지 전압분배기의 이득, G_{VEA}는 전압오차 증폭기의 전달함수이다.

납축전지는 모델링하기가 복잡한 소자이며, 온도, 충전상태, 사용연수 및 충 방전 횟수 등에 따라 파라미터가 변동하는 특성을 갖는다. 전압루프가 안정하게 되는 것을 확실히 하기 위해 납축전지의 등가부하, 필터 커패시터, 충전기에 연결될 그 외의 것들은 극히 낮은 주파수 극점을 가진다고 가정한다. 본 연구에 있어서 개 루프 전압 전달함수는 식(10)과 같다.

$$G_{VOL} = \frac{1.743 \times 10^4}{7.143 \times 10^4 + s} Z_L G_{VEA} \quad (10)$$

Z_L과 G_{VEA} 항을 무시하면, 이 회로의 위상 이동은 전류제어루프 교차주파수(10[KHz])에서 45[°]이고, 3.2[KHz]에서 약 22.5[°]이며, 3.2[KHz]에서 전압제어루프의 개루프 이득은 식(11)과 같다.

$$|G_{VOL}|_{f=3200} = |Z_L G_{VEA}|_{f=3200} - 12.6[dB] \quad (11)$$

납축전지는 3.2[KHz]에서 충전임피던스가 250[mΩ]에서 10[mΩ](거의 커패시터성) 범위에 있으며, 충전기에서 필터 커패시터는 13[mΩ]보다 낮은 ESR을 갖는 5600[㎌]이다. 본 연구에서 제작한 플라이백 컨버터방식에 의한 펄스충전기는 전압제어루프에서 불안정성을 보이지 않았으며, 납축전지의 정확한 임피던스가 얼마인지는 모르지만 이러한 접근방법은 강인하고 안정한 펄스충전기가 될 수 있음을 알 수 있었다.

3. 충전과 방전성능의 실험 결과

3.1 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 10에서 위의 파형(Ch 1)은 전압이고, 아래 파형(Ch 4)은 전류를 나타낸다. 전압의 단위는 10[V]이며 전류의 단위는 1[A]이고 시간의 단위는 200[ms]이다. 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.

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 과 충전 최대 전압의 95[[%]]까지 지속된다. 내부 설정 저항 값의 변화에 따라 설정 값을 바꿀 수 있다.

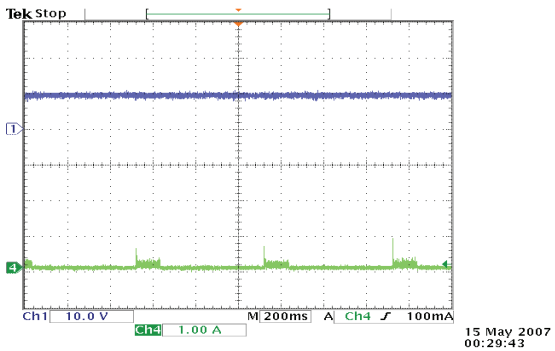

그림 10 간헐충전 기간의 전압 및 전류 파형(10[V])

Fig. 10 The voltage and current wave for partial charging period(10[V])

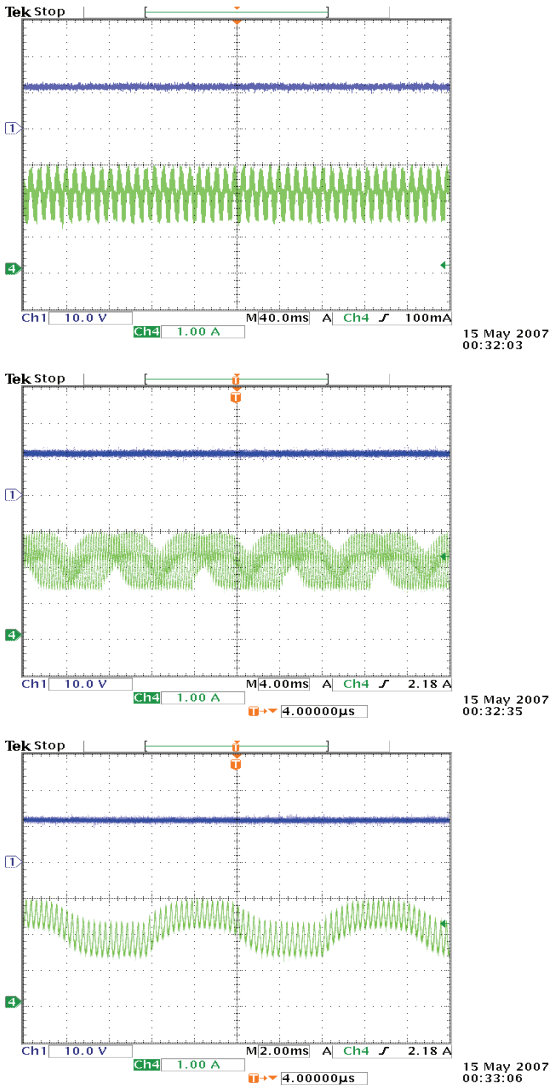

그림 11 벌크충전 기간의 전압 및 전류 파형(12[V], 2.1[A])

Fig. 11 The voltage and current wave for bulk charging period(12[V], 2.1[V])

(3) 과 충전 상태의 전압 및 전류 파형

그림 12는 과 충전 기간의 전압 및 전류 파형을 나타낸 것이다.

납축전지의 최대 충전전압에 도달되기 이전의 과 충전 상태에서 측정한 전압 및 전류 파형이다. 평균 전류 값은 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.

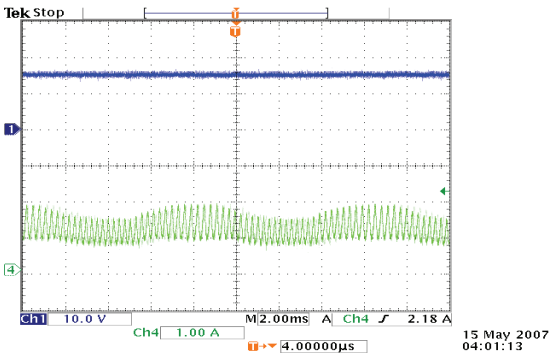

그림 12 과충전 기간의 전압 및 전류 파형(14.5[V], 1.1[A])

Fig. 12 The voltage and current wave for over charging period(14.5[V], 1.1[A])

(4) 부동충전 상태의 전압 및 전류 파형

그림 13은 부동충전 기간의 전압 및 전류 파형을 나타낸 것이다.

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

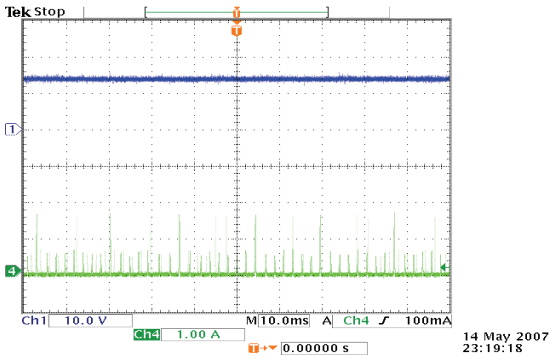

그림 13 부동충전 기간의 전압 및 전류 파형(13.8[V])

Fig. 13 The voltage and current wave for fixed charging period(13.8[V])

3.2 플라이백 컨버터방식에 의한 펄스 충전기의 PCB와 내부결선도

그림 14는 플라이백 컨버터방식에 의한 스위칭 모드 전환형 펄스충전기의 PCB를 나타낸 것이고, 그림 15는 내부결선도이다.

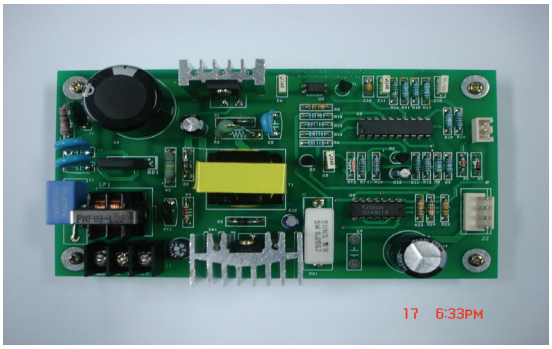

그림 14 플라이백 컨버터방식에 의한 스위칭 모드 전환형 펄스 충전기의 PCB

Fig. 14 PCB of switching mode conversion type pulse charger by fly-back converter method

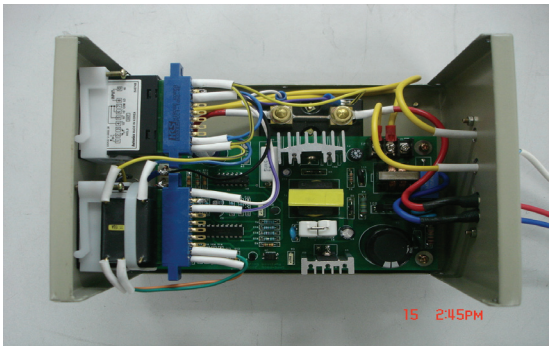

그림 15 플라이백 컨버터방식에 의한 스위칭 모드 전환형 펄스 충전기 내부 결선도

Fig. 15 The internal coupling diagram of switching mode conversion type pulse charger by fly-back converter method

4. 결 론

본 연구에서는 태양광발전설비의 전력축적장치인 납축전지의 성능을 개선할 수 있는 플라이백 컨버터방식에 의한 스위칭 모드 전환형 펄스충전기를 개발하였다. 개발된 펄스충전기를 이용하여 대 전력 램프인 메탈헬라이드램프, 나트륨램프 등을 사용하고 온(on), 오프(off)의 전력공급으로 전력의 소비와 효율성이 낮은 기존의 경관조명전력제어시스템의 문제점을 개선하여 대 전력의 램프와 함께 저 저력 램프인 LED램프를 사용하고, 전원공급의 일부를 태양광발전설비를 사용하여 에너지의 절약을 가능하게 하며, 동시에 납축전지의 성능을 개선함으로서 경관조명의 효용성과 유지관리의 효율성을 높이는데 기여하고자 하였다. 또한 플라이백 컨버터방식에 의한 스위칭 모드 전환형 펄스충전기의 전력제어회로설계와 각 충전기간에서의 전압과 전류의 설정방법 등에 관한 설계방법을 제시하였으며, 각각의 충전기간에서 납축전지의 충전성능이 개선되었음을 실험을 통하여 확인할 수 있었다.

현재 납축전지는 2[V]가 가장 낮은 전압으로 구성되어 있으며, 6, 8, 12[V]의 제품이 생산되고 있다. 2[V]의 납축전지에 해당하는 고용량 2,200[AH]와 2,400[AH]에 대한 펄스충전기의 개발을 통하여 태양광발전설비에서의 납축전지의 성능

을 개선하리라 기대된다. 또한 펄스 충전기는 낮은 충전 전류로 인하여 서서히 충전이 완료되지만, 필요에 따라서 급속 충전이 가능한 급속 펄스 충전기의 개발이 필요하며, 경관조명용 태양광발전설비 외에 골프장 및 산업용 등 여러 종류의 전압(예 : 2[V], 12[V], 24[V], 48[V] 등)에 적용 가능한 펄스 충전기의 개발을 통하여 에너지절약과 CO_2배출의 감소 및 수입대체 효과와 수출 증대 효과를 통해 산업의 발전에 기여할 수 있도록 지속적인 연구가 필요하리라 사료된다.

감사의 글

본 연구는 중소기업청에서 시행한 중소기업기술혁신개발사업(과제번호:2004-149)의 지원에 의하여 이루어진 연구결과의 일부로, 관계부처에 감사드립니다

참 고 문 헌

[1] 김훈, “조명광원으로서의 LED”, 한국조명전기설비학회지, Vol 17, No 5, 2003
[2] 홍창의, “고휘도 LED의 연구개발 동향”, 한국조명전기설비학회지, Vol 17, No 5, 2003
[3] 이진숙외 2인, “ 야간 경관조명의 조명방식에 따른 평가특성 분석”, 대한건축학회논문집(계획계), Vol. 20, No. 2, 2004
[4] 김동완, 박성원, “Atmega128을 이용한 디지털/아날로그 자동조명제어장치의 개발,”*Trans. KIEE.* Vol. 54p, No. 4, JUNE, 2006
[5] 이종필, 지평식, 변상준, 임재윤, “태양광 발전시스템 전지모듈의 온라인 감시 진단시스템 개발”, *KIEE.* Vol. 56p, No. 4, DEC. 2007
[6] H. C. Lee and S. J. Park,"A new proposal of three-step dc-dc converter scheme for solar power system", Int. J. KIMICS, Vol. 5, No. 4, Dem. 2007
[7] T. W. Lee, S. J. Jang, H. K. Jang and C. Y. Won, "A fuel cell generation system with a fuel cell simulator", Journal of power electronics, Vol. 5, No. 1, Jan. 2005
[8] 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
[9] 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
[10] 노인배, 박지호, 황기현, 김동완, 우정인, " GUI를 이용한 컴퓨터 Power Supply 내장형 UPS시스템의 개발", *Trans. KIEE.* Vol. 53p, No. 4, DEC, 2004
[11] 윤석암, 김원배, 조명현, "Ni-Cd 전지를 이용한 휴대용 랜턴의 설계 제작에 관한 연구" *Trans. KIEE.* Vol. 50p, No. 1, MAR, 2001
[12] 김동완, 서만호, “디지털 충전제어장치”, 실용신안등록 제 0281411 호, 2002
[13] 신춘식, “납축전지의 성능확인 시험성적서”, 한국전기연구원, 2006TC00140, 2006
[14] 신춘식, 안영주, 김동완, " 폐납축지 재활용을 위한 전류펄스를 이용한 전압조정기와 펄스충전기의 개발", *Trans. KIEE.* Vol. 55p, No. 4, JUNE, 2007
[15] 신춘식, 안영주, 김동완, “폐납축전지 재활용을 위한 펄스충전기의 개발(펄스전류를 이용한 전압조정기 기술 개발)”, 중소기업기술혁신개발사업 진도보고서, 2006. 02
[16] 신춘식, 안영주, 김동완, “폐납축전지 재활용을 위한 펄스충전기의 개발”, 중소기업기술혁신개발사업 최종보고서, 2007. 05
[17] 신춘식, 안영주, 김상동, 신영미, 김종달, 김동완, “모드전환형 펄스충전기를 이용한 폐납축전지 재활용에 관한 연구”, 2007년 대한전기학회 전문대학교육위원회 추계학술대회 논문집, 2007. 11. 09

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 부경대학교 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 동아대학교 전기공학과 졸업. 1987년 부산대학교 전기공학과(석사). 1995년 부산대학교 전기공학과(공박). 전기기술사(건축전기), 조명디자이너, 부산광역시/부산도시공사 기술심의위원, 1997년~현재 동명대학교 전기전자공학과 교수.
Tel : 051-629-1314
Fax : 051-629-1309
E-mail : dongwan@tu.ac.kr