

능동전력필터 기능을 갖는 전기자동차용 10kW급 준급속 배터리 충전기

(The 10kW Rapid Battery Charger for Electric Vehicle with Active Power Filter Function)

최성촌* · 송상훈 · 김도윤 · 김영렬 · 원충연**

(Seong-Chon Choi · Sang-Hoon Song · Do-Yun Kim · Young-Real Kim · Chung-Yuen Won)

Abstract

This paper deals with the rapid charger which is the mid-type between the slow and fast chargers in the aspect of charging time. In its functions, it can perform the Active Power Filter(APF) function without changing the topology besides the charging function. In addition, to perform the charging and APF function, this paper proposes the mode selection algorithm. The operation of the charger that has APF function and the mode selection algorithm are verified by the simulation and experiment.

Key Words : Electric Vehicle, Battery Charger, Active Power Filter, State of Charge, AC/DC PWM Converter, Isolated DC/DC Converter

1. 서 론

최근 하이브리드 자동차의 상용화와 더불어 전기자동차의 개발을 통한 보급이 점차 확대되고 있다. 뿐만 아니라 전기자동차의 상용화를 위한 충전장치 인프라

구축이 전기자동차의 개발과 병행하여 활발히 진행되고 있다[1].

전기자동차 충전인프라는 현재 급속 충전기와 완속 충전기로 크게 나눌 수 있다. 급속 충전기는 0.2~1hour의 신속 충전을 목적으로 현재 주유소 또는 LPG 충전소와 같은 역할을 수행할 것으로 예상된다. 그러나 급속충전기는 높은 충전 Level로 인해 (50~100kW) 대용량의 수전설비를 필요로 한다. 완속 충전기는 일반적으로 전기자동차에 탑재된 3.3~6.6kW급의 On Board 타입으로 일반 가정용 220V 전원을 사용하여 차량을 충전하게 된다. 충전시간은 보통 5~8hour 수준이기 때문에 충전 시간이 오래 걸린다는 단점이 발생된다. 이러한 완속 및 급속 충전기의 편향적인 특징은 가정과 충전소를 고려한 국한된 인프라로 다양성을 확보하기 어렵다[2].

* 주저자 : 성균관대학교 전자전기컴퓨터 공학과 박사과정
** 교신저자 : 성균관대학교 전자전기컴퓨터 공학과 교수
* Main author : Doctor course of Electrical and engineering at sungkyunkwan Univ.
** Corresponding author : Professor course of Electrical and engineering at sungkyunkwan Univ.
Tel : 031-290-7164, Fax : 031-290-4963
E-mail : chon8787@skku.edu
접수일자 : 2014년 4월 14일
1차심사 : 2014년 4월 16일
심사완료 : 2014년 4월 30일

본 논문에서는 용량면에서 완속충전기와 급속충전기의 중간 형태인 10kW급 준급속 충전기를 주 대상으로 하고 있다. 준급속 충전기의 충전 시간은 2~6hour가 요구되어 완속 충전기보다 충전 시간을 단축시킬 수 있으며, 급속충전기와 비교했을 때 수전 설비의 용량 증대의 어려움 없이 설치될 수 있다. 또한 공공기관, 백화점, 대형마트 등에서 주차 중에 충전하기 적합하기 때문에 다양한 장소에서 적용될 수 있어 EV 충전 인프라 확대 보급을 원활하게 할 수 있는 장점이 있다.

한편 전기자동차의 보급화를 위해 충전기 설치의 필수적이지만 부수적으로 충전기 내부의 전력변환장치는 PFC 회로나 PWM 컨버터를 사용하여 고조파 저감을 위한 기법 등을 적용하고 있으나 대용량 전력변환장치의 사용 확대는 충전전류를 증가시키고 이로 인해 고조파 성분이 누적되어 계통의 질을 악화시킨다[3]. 이런 이유로 전기자동차용 충전기에 계통의 품질을 향상시킬 수 있는 다기능 충전기가 제안되었다[4]. 앞서 제안된 다기능 충전기 시스템은 충전 및 전력품질 기능을 동시에 수행함으로써 충전기의 용량이 증가되었다. 그리고 시스템의 충전 전류의 리플이 상대적으로 크고, 시스템의 고조파 제거 성능 저하되는 문제점이 발생했다.

본 논문에서는 용량 및 충전 시간 측면에서 완속과 급속의 중간 형태인 10kW급 충전기를 구현하였고, 기능면에서는 기존의 전기자동차 충전 기능 외에 토폴로지의 변경 없이 능동전력필터 기능을 각각 수행하여 배터리의 안정된 정전류 공급과 우수한 고조파 제거 능력을 확보하였다. 그림 1은 준급속 충전기가 설치될 수 있는 예를 보여주고 있다. 계통을 공유하는 일렬로 설치된 충전기를 통해 충전 기능을 수행하는 충전기 외에 APF 기능을 수행하면 효과적으로 계통의 고조파를 보상할 수 있으며, 각 충전기의 이용률도 향상시킬 수 있다. 그리고 각각의 기능을 원활하게 수행하도록 제어 기법을 구현하였으며, 시스템의 모드 전환 및 병렬 운전을 위한 모드선택 알고리즘을 제안하였다. 본 논문의 능동전력필터 기능을 갖는 충전기의 동작과 모드선택 알고리즘은 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증 하였다[5-6].

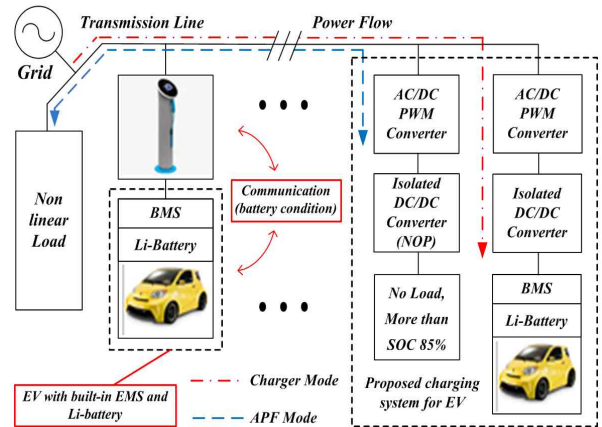


그림 1. 공공기관 주차장 등에 설치된 다기능 충전기
Fig. 1. Multi-function charger installed in parking area of public institutions

2. 시스템의 구성

전기 자동차용 능동전력필터 기능을 갖는 충전기의 각 토폴로지의 기본적인 구성은 그림 2에 나타났다. 다기능 충전기는 3상 AC/DC 컨버터, 절연형 DC/DC 컨버터, 비선형 부하 그리고 입력 LCL 필터와 배터리 시뮬레이터로 구성되어 있다. 3상 AC/DC 컨버터는 충전 모드일 때 계통연계를 위한 역률제어와 직류링 크전압 제어를 수행하고, APF 모드일 때는 비선형 부하에 고조파를 보상하기 위한 보상 전류를 생성해주는 역할을 한다. 절연형 DC/DC 컨버터는 배터리 충전을 위한 Constant Current-Constant Voltage (CC-CV) 제어를 담당하고 있으며, 고주파 변압기를 이용하여 배터리와 계통을 절연시켰다. 또한, 위상천이방식을 사용하여 스위치들의 영전압 스위칭을 구현하였다. APF 모드에서는 절연형 DC/DC 컨버터는 동작을 멈추고 NOP(non operating)상태를 유지한다.

전기자동차용 고전압 리튬 계열 배터리는 배터리 시뮬레이터를 사용하여 모의하였다. 여기서 배터리 시뮬레이터는 3상 AC/DC 컨버터를 기반으로 한 시스템으로써 DC_link 전압 지령을 충전기에서 공급하는 전류에 따라 배터리 전압 프로파일을 생성하여 실제 DC_link 전압을 배터리로 모의할 수 있는 시스템이다. 시뮬레이터가 모의한 배터리는, 한 개의 cell 당 Nominal voltage=3.7V, Fully charged voltage=4.2V,

능동전력필터 기능을 갖는 전기자동차용 10kW급 준급속 배터리 충전기

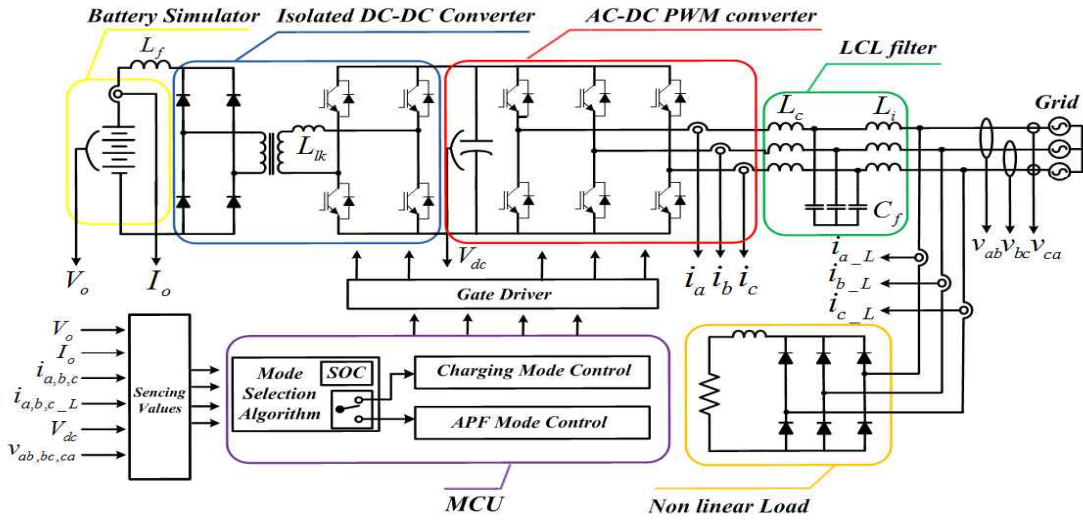


그림 2. 다기능 충전기의 전체적인 구성도
Fig. 2. The overall configuration of Multi-function charger

Capacity=25Ah이다. 표 1은 리튬 계열 배터리 88개의 cell로 구성하였을 때 파라미터 값을 나타낸다.

표 1. 모의된 배터리 파라미터
Table 1. The simulated battery parameter

항목	값
Battery type	Lithium-Ion
Nominal Voltage	325V
Rated Capacity	25Ah
Maximum Capacity	30Ah
Fully Charged Voltage	368.6V
Internal Resistance	0.052Ω

3. 충전 모드에서 시스템 제어

3.1 3상 AC/DC 컨버터 제어

그림 3은 충전모드에서 3상 AC/DC 컨버터의 제어 블록도를 나타낸다. 측정된 3상 입력전류 i_a, i_b, i_c 는 dq 변환을 이용하여 동기좌표계상의 직류출력으로 변환된다. 변환된 직류 성분은 각각 d축 성분과 q축 성분으로 구별된다. d축과 q축은 독립적으로 각각의 PI제

어를 통해 제어된다. 이 때 3상 교류 입력전압과 3상 교류 입력전류의 위상을 동기 시키기 위해서 d축 전류는 0으로 제어하게 된다. d축 전류 지령은 식 (1)과 같다.

$$i_d^* = 0 \quad (1)$$

한편 실제로 사용되는 유효전력은 q축 전류 성분에 의해서만 제어되기 때문에 전압 제어기의 출력은 q축 전류의 지령이 된다. 따라서 q축 전류 지령은 다음과 같이 결정된다.

$$i_q^* = k_p \cdot (V_{dc}^* - V_{dc}) + k_i \cdot \int (V_{dc}^* - V_{dc}) \quad (2)$$

각각의 d축과 q축 전류 지령은 dq변환된 실제 d축, q축 전류와 비교된다. 또한 각각의 오차 성분은 PI제어를 통해서 d축과 q축 전압 지령을 생성하게 된다. 이 때, 생성된 d축과 q축 지령 전압은 각 축의 전류 성분이 서로 영향을 주게 된다. 이렇게 서로 영향을 주는 크로스 커플링(cross coupling)을 제거하기 위해 각각의 d축과 q축 전류 제어기 출력에 $(\omega L_i i_q^e)$, $(\omega L_i i_d^e)$ 를 넣어 보상하게 된다.

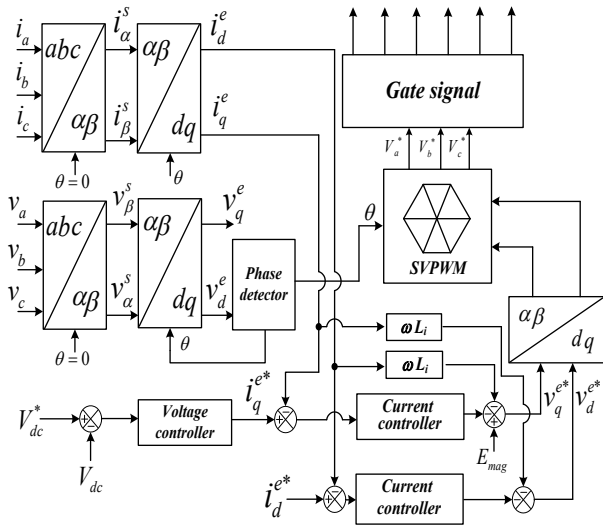


그림 3. 3상 AC/DC 컨버터 제어 블록도(충전모드)
Fig. 3. Control block diagram of 3-phase AC/DC converter (charging mode)

3.2 절연형 DC/DC 컨버터 제어

그림 4는 절연형 DC/DC 컨버터의 제어 블록도를 나타낸다. 절연형 DC/DC 컨버터의 입력 전압 V_i 는 3상 AC/DC 컨버터의 V_{dc} 이다. CC-CV 제어를 위해 전압제어기의 출력을 전류 지령치로 제한할 경우, CC 구간에서 전압제어기는 포화되어 일정한 전류 지령값 I_o^* 으로 출력된다. 일정 전류로 배터리를 충전하게 되면 일정하게 전압이 상승하다가 지령 전압까지 도달하게 되면 CV 구간으로 전환하게 된다. 여기서 입력 전압 V_i 와 변압기의 턴 비 n 이 고정 값을 지닐 때 출력 전압 V_o 는 위상천이 구간 θ_{ps} 에 의해 제어된다. 전류 제어기를 통하여 출력된 제어 위상 θ_c 와 정상상태에서의 공칭 위상 θ_n 의 합 θ_{ps} 로 출력전압 V_o 가 제어된다. 출력 전압 V_o 가 감소할 경우 위상천이 구간 θ_{ps} 가 증가하고 출력전압 V_o 를 증가시킨다. 반면에 출력 전압 V_o 가 증가할 경우 위상천이 구간 θ_{ps} 가 감소하며 출력전압 V_o 를 감소시킨다. 한편 단상 인버터의 진상 레그 스위치는 상보적인 고정 듀티로 동작하고 지상 레그는 제어기 출력을 위상으로 변환하여 진상 스위치의 게이트 신호보다 지연된 신호를 발생시킨다. 고정 듀티의 위상을 $\theta=180^\circ$ ($D=0.5$)로 가정하고 제어기

를 출력이 위상각으로 변환된 값을 θ_{ps} 라고 할 때, 듀티는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$D = \frac{(180^\circ - \theta_{ps})}{360^\circ} \quad (3)$$

식 (3)에서 회로와 변압기의 기생성분 L_{lk} 으로 인해 듀티의 손실이 발생된다. 손실되는 듀티값을 나타내면 다음과 같다.

$$\Delta D = \frac{2L_{lk}n}{V_i T_s} \left[2I_o - \frac{V_o T_s}{2L_f} (1-D) \right] \quad (4)$$

여기서 L_f 는 출력 인덕터, T_s 는 제어주기를 의미한다. 유효 듀티는 식 (3)의 듀티에서 식 (4)의 손실되는 듀티의 통해 얻을 수 있으며 다음과 같다.

$$D_{eff} = (D - \Delta D) \quad (5)$$

식 (5)으로부터 구한 유효 듀티를 통해 최종 위상천이 컨버터의 이득을 도출할 수 있다.

$$\frac{V_o}{V_i} = n D_{eff} \quad (6)$$

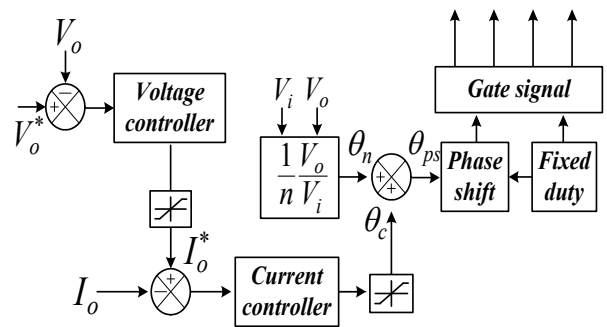


그림 4. 절연형 DC/DC 컨버터 제어 블록도
Fig. 4. Control block diagram of isolated DC/DC converter

4. APF 모드에서 시스템 제어

3상 비선형 부하 전류의 기본과 성분의 역률각을 θ_c , 고조파 성분의 역률각 ϕ_n 이라고 하면 평형 3상 비선형

부하 전류는 다음과 같다.

$$i_{a_L} = i_1 \sin(\theta_e - \phi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} i_n \sin(n\theta_e - \phi_n) \quad (7)$$

$$i_{b_L} = i_1 \sin\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi - \phi_1\right) + \sum_{n=2}^{\infty} i_n \sin\left(n\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) - \phi_n\right)$$

$$i_{c_L} = i_1 \sin\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi - \phi_1\right) + \sum_{n=2}^{\infty} i_n \sin\left(n\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) - \phi_n\right)$$

여기서 i_1 는 비선형 부하의 기본파 전류의 크기, i_n 는 각 고조파의 크기, n 은 고조파의 차수를 의미한다.

$$i_{d_L}^e = i_1 \sin\phi_1 + \sum_{n=3,6,9,\dots}^{\infty} [i_{n+1} \sin(n\theta_e - \phi_{n+1}) - i_{n-1} \sin(n\theta_e - \phi_{n-1})] \quad (8)$$

$$i_{q_L}^e = i_1 \cos\phi_1 + \sum_{n=3,6,9,\dots}^{\infty} [i_{n+1} \cos(n\theta_e - \phi_{n+1}) - i_{n-1} \cos(n\theta_e - \phi_{n-1})]$$

APF 모드에서 고조파 제거 기능을 수행하기 위해서는 먼저 고조파 성분을 획득해야 한다. 본 논문에서는 동기좌표계상에서 디지털 필터를 이용한 고조파 추출법을 사용하였다. 식 (8)에서 역률을 1로 가정하였을 때 기본파 성분인 직류값 $\overline{i_{dq_L}^e}$ 과 고조파 성분 $\widetilde{i_{dq_L}^e}$ 으로 나눌 수 있다. 식 (8)의 $i_{q_L}^e$ 를 저역통과필터를 통과시켜 추출된 직류 성분을 이용하여 고조파를 추출하고, 그리고 $i_{d_L}^e$ 는 반대되는 위상을 얻기 위해 반전된다. 각각의 보상 전류의 지령값을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$i_{d_Lh}^e = (-i_{d_L}^e) - i_d^e \quad (9)$$

$$i_{q_Lh}^e = (i_{q_L}^e - \overline{i_{q_L}^e}) + i_q^* - i_q^e$$

여기서 i_q^* 는 전압 제어기의 출력값을 나타낸다. 식 (9)의 보상 전류 지령값은 각각 PI 제어기에 입력된다.

최종적으로 PI 제어기 출력은 병렬형 능동전력 필터가 고조파를 보상하기 위해 만들어 줘야 하는 지령 전압이 된다. 그림 5는 APF 모드에서 3상 AC/DC 컨버터의 제어 블록도를 나타낸다.

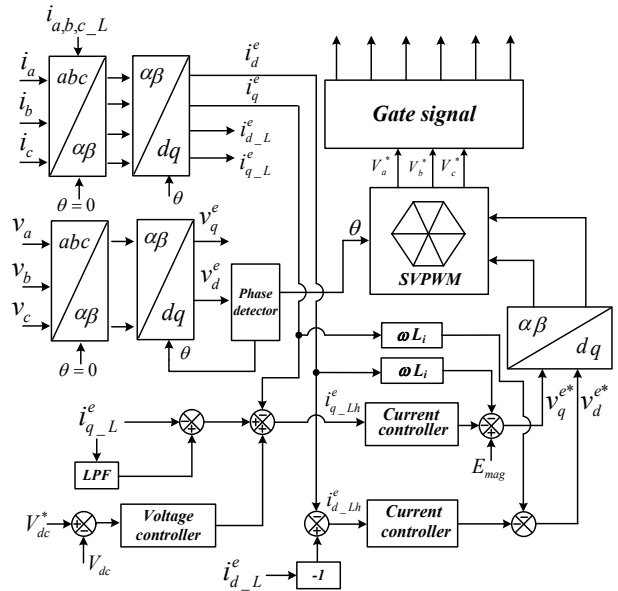


그림 5. 3상 AC/DC 컨버터 제어 블록도(APF모드)
Fig. 5. Control block diagram of 3-phase AC/DC converter(APF mode)

5. 모드 선택 알고리즘

본 논문에서 다기능 충전기의 운전 모드는 두 가지 운전 모드를 갖는다. 첫 번째 운전 모드에서 시스템은 충전 기능을 수행하며 두 번째 운전 모드에서는 능동 전력필터 기능을 수행한다. 각 운전모드는 충전기와 연결되는 배터리의 유무와 자동차 내부의 장착된 BMS를 통해 얻은 배터리 SOC 정보 그리고 사용자의 요구에 따라 결정된다. 여기서 사용자의 요구는 전기자동차 배터리의 충전량이나 충전 완료 시간 등을 예로 들 수 있다. 본 논문에서는 위에서 제시한 다양한 요구 조건을 충족시키면서 시스템의 이용률 향상 및 두 가지 모드의 효율적인 전환을 위해 모드 선택 알고리즘을 제안한다.

기본적으로 다기능 충전기는 전기자동차가 충전기에 연결되면 충전모드가 수행을 하며 분리되면 APF

모드가 수행된다. 여기서 주차 중 전기자동차의 배터리 충전이 완료되면 충전기의 동작은 멈추게 되고 시스템의 이용률이 떨어지게 된다. 그렇기 때문에 제안된 모드 선택 알고리즘은 충전이 완료된 충전기도 능동전력필터 기능을 수행하도록 사용자의 요구와 배터리 SOC를 고려하여 두 가지 모드를 반복하는 동작 시퀀스를 추가하였다. 그림 6은 표 2의 사례를 고려한 모드 선택 알고리즘의 흐름도를 나타낸다.

표 2. 1~4 사례에 따른 모드
Table 2. Mode according to case 1 to 4

분류	내용
충전 모드	사례 1 처음 전기자동차가 충전기의 연결되었을 경우
	사례 2 APF모드 수행 중에 배터리가 사용자가 요구하는 SOC 보다 5% 미만인 경우 또는 사용자가 요구하는 충전 완료 시간인 경우
능동 전력 필터 모드	사례 3 충전모드 수행 중에 배터리가 사용자가 요구하는 SOC 이상일 경우
	사례 4 전기자동차가 충전기와 분리 되어 배터리와 연결이 끊어진 경우

먼저 사용자가 요구하는 충전량 SOC_i 까지 CC-CV 제어를 통해 배터리에 에너지를 공급하기 시작한다. 배터리 충전이 완료되면 DC/DC 컨버터는 동작을 멈추고 능동전력필터 기능을 수행한다. 그러나 전기자동차의 배터리가 충전이 완료되어 충전을 멈추고 능동전력필터 기능을 수행하면 배터리 SOC가 점점 떨어질 수 있다. 배터리 SOC가 하강하는 이유는 배터리 내부의 자가 방전이 있을 수 있으며, 자동차가 주차되어 있더라도 내부 전장품에서 배터리 전력을 소모할 수 있다. 그렇기 때문에 일정 SOC 영역을 결정하여 그 이하가 될 경우에 충전모드를 수행하도록 결정하였다.

결론적으로 제안된 알고리즘은 공공기관, 백화점, 대형마트 등의 설치된 각각의 다기능 충전기에 적용하여 두 가지 기능을 원활하게 수행함으로써 EV 자동차 사용자 및 공급자를 동시에 만족시킬 수 있을 것이라 예상된다.

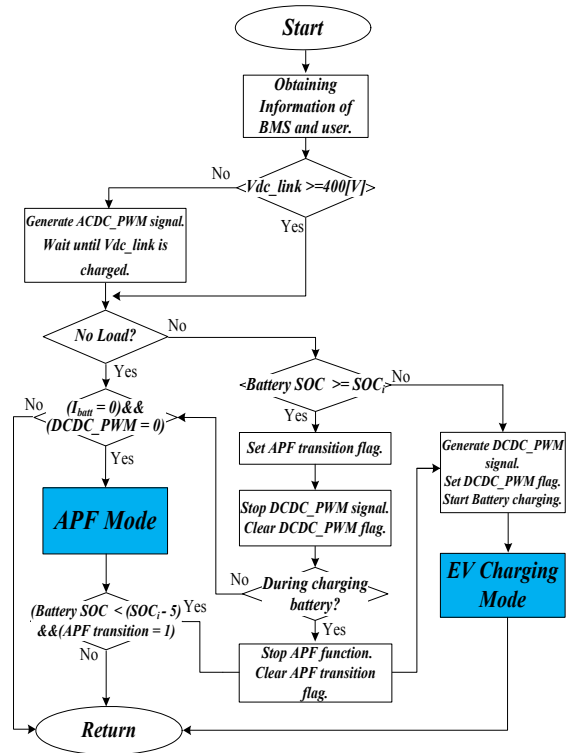


그림 6. 모드 선택 알고리즘 흐름도
Fig. 6. Flowchart for mode selection algorithm

6. 시뮬레이션

Powersim사의 PSIM 9.3 시뮬레이션 툴을 사용하여 제안된 충전기의 동작을 확인하였다. PSIM에서 시스템의 파워부는 회로도를 기반으로 구성하였고, 제어부는 C언어를 기반으로 하여 PSIM에서 제공하는 DLL 블록을 이용함으로써 구현하였다. 그림 2의 전체적인 회로에서 충전 모드 및 APF 모드는 각각 수행되었으며 모드선택 알고리즘을 이용하여 두 가지 모드를 통합하여 실행하였다. 제어 주기는 1 μ s로 수행되었으며, 주요 시뮬레이션 파라미터는 표 3에 나타내었다.

6.1 충전모드

그림 7은 충전모드에서 3상 AC/DC 컨버터의 주요 파형을 나타낸다. 그림 7을 통해 a상 계통 전압과 a상 계통 전류의 위상각이 정확히 동기가 되는 것을 확인하였다. 이는 PLL 기법을 통해 식 (1)의 지령값을 이용하

표 3. 시뮬레이션을 위한 전기적 사양
Table 3. Electrical Specifications of the simulation

항목		값
시스템 용량		10kW
3상 전원 전압		220V
LCL 필터	계통 측 인덕터	0.7mH
	컨버터 측 인덕터	1.2mH
	입력 커패시터	10 μ F
출력 측 커패시터		4700 μ F
DC-Link 전압		400V
스위칭 주파수		10kHz
배터리 최대 충전 전압		369V
배터리 충전 전류		25A
변압기 1·2 차측 권선 비		50:41turn
변압기 1차측 누설인덕턴스		0.04mH
출력 필터 인덕터		2mH
비선형 부하 저항		20.8 Ω
비선형 부하 인덕터		2mH
비선형 부하 용량		4kW

여 동기 좌표계 d축 전류를 0이 되도록 제어함으로써 단위 역률제어가 수행됨을 알 수 있다. 그리고 DC-link 전압은 제어부의 외부 루프로 구성된 전압제어기를 통해 정전압(400V) 제어가 수행됨을 확인하였다.

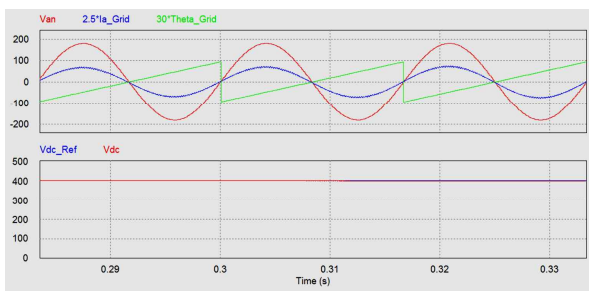


그림 7. 3상 AC/DC 컨버터의 시뮬레이션파형
Fig. 7. Waveforms of 3-phase AC/DC converter

그림 8의 파형은 변압기 1 차측 전압·전류 및 2 차측 전압·전류 파형을 나타낸다. 절연형 DC/DC 컨버터의 1 차측 변압기에 인가되는 전압은 위상천이 방식을 통해 분석된 유효 듀티로 생성된다. 여기서 변압기

1 차측에 인가되는 구형과 전압의 듀티값이 1 차측 누설인덕턴스로 인해 손실되어 2 차측으로 넘어가는 전압보다 작은 것을 확인하였다. 그림 9는 제안된 시스템이 충전모드로 동작할 때 배터리 충전 전압·전류 및 3상 입력 전류 나타내며 배터리 최대 충전 전압인 369V 부근까지 정전류를 공급하다가 정전압 제어로 전환되어 충전 전류가 줄어드는 것을 확인하였다.

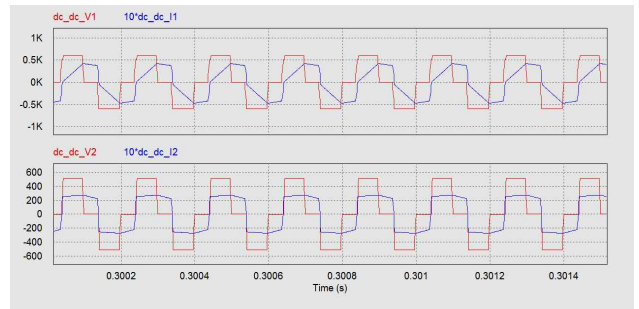


그림 8. 절연형 DC/DC 컨버터 시뮬레이션 파형
Fig. 8. Waveforms of isolated DC/DC converter

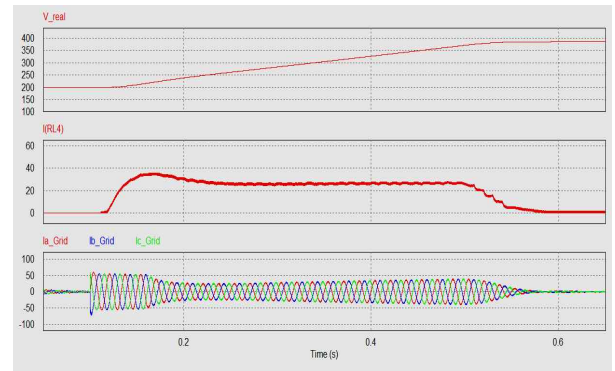


그림 9. 배터리 전압(상)·전류(중) 및 입력전류(하)
Fig. 9. Battery voltage(top)·current(middle) and current(bottom)

6.2 APF 모드

그림 10은 병렬형 능동전력필터의 계통 a상 전압과 비선형 부하의 a상 입력 전류를 나타낸다. 그림 10과 같이 비선형 부하는 다이오드 정류기의 정류 동작 및 인덕터로 인해 많은 양의 고조파 함유되어 있으며 THD는 약 20%이다.

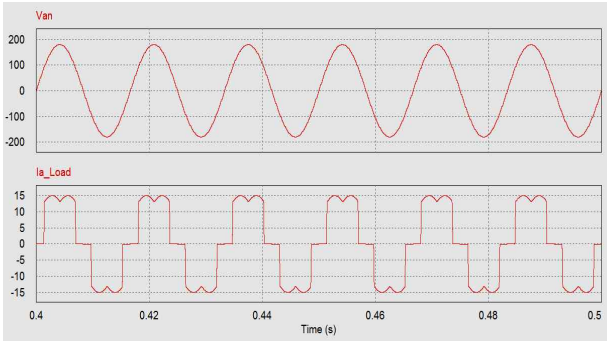


그림 10. 입력 전압(상) 및 비선형 부하 전류(하)
Fig. 10. Input voltage(top) and non-linear load current(bottom)

그림 11은 능동전력필터의 a상 보상 전류 및 계통 전류 파형을 나타낸다. 능동전력필터에서 생성된 보상 전류는 계통에 주입되어 비선형 부하 전류의 고조파를 상쇄시켜준다. 보상 후에 입력 전류는 기본과 외의 고조파 전류가 거의 제거됨을 확인하였고, THD 측정 결과 보상 전 20%에서 보상 후 2.5%로 측정되어 고조파 제거성능을 확인하였다.

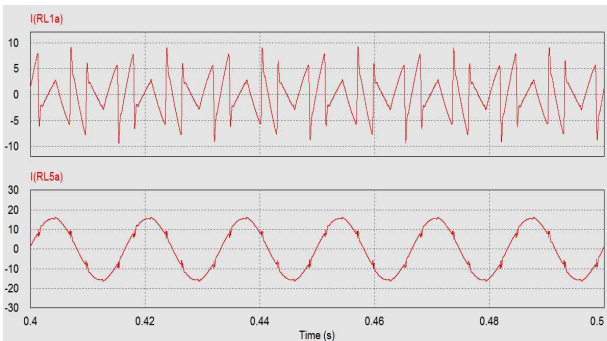


그림 11. 보상 전류(상) 및 입력 전류(하)
Fig. 11. Compensation current(top) and input current(bottom)

그림 12는 APF 모드에서 비선형 부하 가변 시에 시스템의 과도응답을 나타낸다. 비선형 부하는 0.5초 부근에서 1.5kW에서 4kW으로 증가된다. 비선형 부하 증가 시에도 입력 전류는 왜곡 없이 빠르게 보상전류가 생성되어 고조파가 제거됨을 확인하였다. 이 때 DC_link 전압은 부하 가변 시에도 일정 전압(400V)을 유지한다.

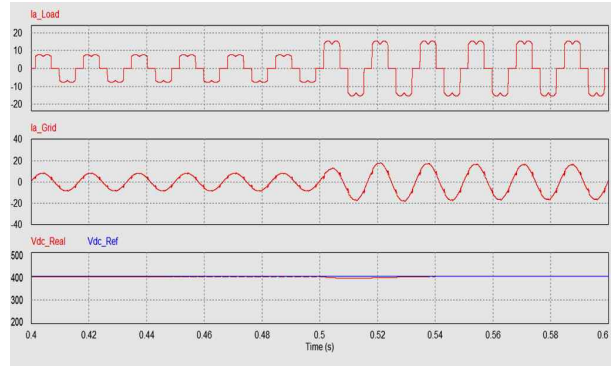


그림 12. 부하 가변 시 비선형 부하 전류, 보상 전류 및 DC_link 전압
Fig. 12. Non-linear load current(top), input current(middle) and DC_link voltage (bottom) at changing non-linear load

6.3 시스템 운전 모드 전환

그림 13은 위에서 언급한 사례에 따라 운전되는 모드선택 알고리즘을 적용했을 때 배터리 SOC, 전류, 전압과 컨버터와 계통 측 입력 전류 파형을 나타낸다. 실제 약 한 시간을 1초로 모의하였으며 0.2초 부근에서 최초 전기자동차가 충전기에 연결되어 사용자가 충전을 시작되면서 모드 선택 알고리즘이 적용된다. 이와 같은 경우는 사례 1을 의미하며, 충전기는 CC-CV모드를 통해 배터리의 에너지를 공급하기 시작한다. 여기서 사용자의 요구 정보는 배터리를 완충하는 조건으로 가정하였다. 충전 모드 수행 중에 배터리의 SOC가 점차 상승하다가 약 0.65초 부근에서 100%에 도달하여 완충이 되면 APF 모드로 전환되며 이 경우는 사례 3을 의미한다. APF 모드가 수행되면 비선형 부하에 발생하는 고조파를 추출하여 보상 전류를 주입해준다. 그림 13과 같이 APF 모드에서 배터리 SOC는 자가 방전이나 내부 전장품에서 소모되는 전력이 발생하여 배터리 SOC와 전압이 일정하게 하강되도록 모의하였다. 따라서 사용자에게 의해 설정된 완충상태값 이하가 될 경우에 충전모드로의 전환 가능여부에 대한 시뮬레이션을 실시하였다. 여기서 약 1.15초 부근에서 배터리의 SOC가 95% 미만으로 떨어지는 상황을 모의하였으며, 이것은 사례 2로 충전모드로 다시 전환됨을 알 수 있다. 마지막으로 사례 4는 자

능동전력필터 기능을 갖는 전기자동차용 10kW급 준급속 배터리 충전기

동차가 분리되거나 사용자가 지정된 충전 완료 시간이 되면 APF모드를 유지시키게 된다.

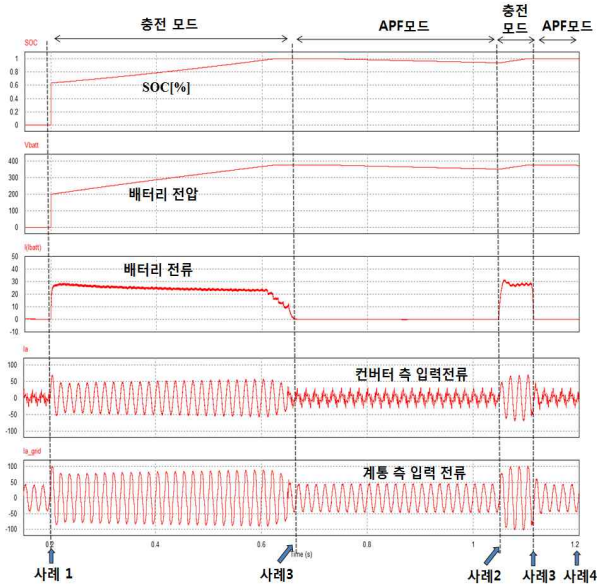


그림 13. 모드 선택 알고리즘 적용 시 시스템 동작 파형
Fig. 13. Simulation waveforms of system operation when applied to mode selection algorithm

7. 실험

본 절에서는 능동전력필터 기능을 갖는 충전기의 실험 세트를 구성하여 실험을 통해 제안된 시스템의 동작 및 제어 방법을 검증하였다. 전체적인 실험 장치의 시스템 구성은 그림 14와 같으며 실험 세트의 파라미터는 표 3과 같다.

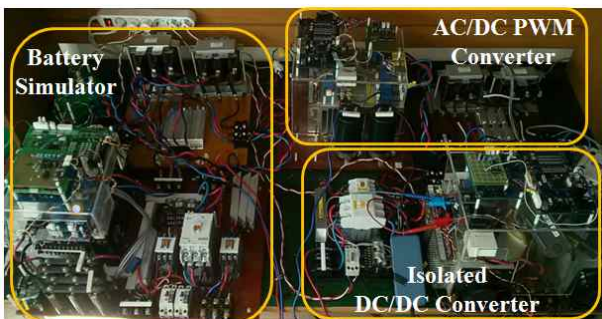


그림 14. 실험 세트 구성
Fig. 14. Configuration of experimental set

7.1 충전모드

그림 15는 계통 측 ab상 선간전압 및 계통 측의 3상 전류파형을 보여준다. 그림 16 (a)와 그림 16 (b)는 절연형 DC/DC 컨버터의 각각 1·2 차측 변압기 전압과 전류 파형을 보여준다. 1·2 차측 변압기 전압의 경우 스너머 커패시터가 각각 연결되어 약간의 지연 및 공진이 발생된다.

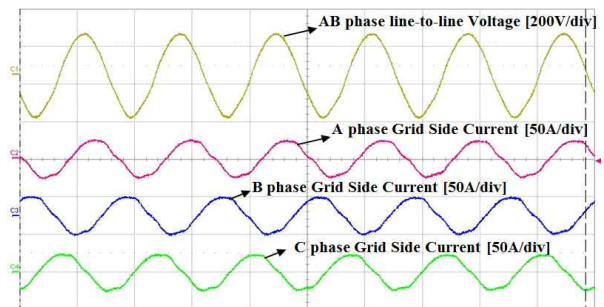
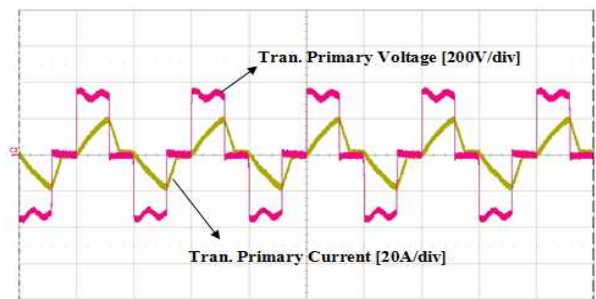
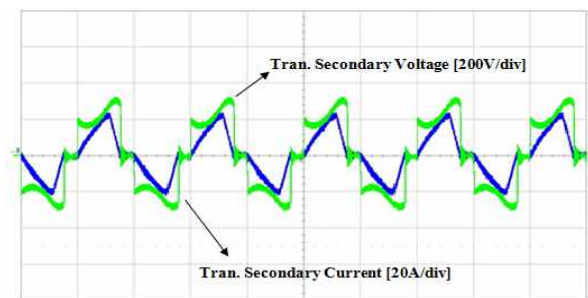


그림 15. 입력 선간 전압 및 3상 전류 파형
Fig. 15. Input line voltage and 3-phase current



(a) 1차측



(b) 2차측

그림 16. 1·2차 측 변압기 전압·전류
Fig. 16. Transformer voltage · current of primary · secondary side

그림 17은 배터리 시뮬레이터의 출력 전압과 배터리 전압 지령치 그리고 배터리 전류 파형을 보여준다. 그림 17에서 절연형 DC/DC 컨버터는 CC-CV 제어를 통해 배터리의 정전류로 충전하다가 최대 배터리 전압 부근에서 정전압 모드로 전환되는 것을 확인할 수 있다. 또한 배터리 시뮬레이터는 배터리 전류에 따라 배터리 전압 지령치가 생성되며 배터리 시뮬레이터의 출력전압이 지령치를 잘 추종하면서 실제 배터리를 모의하는 것을 확인할 수 있다.

7.2 APF모드

본 절에서는 본 시스템의 APF모드 실험을 다룬다.

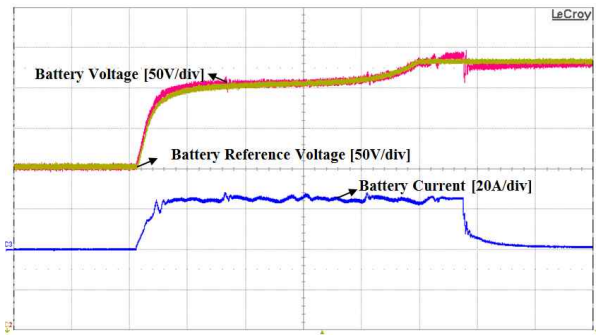


그림 17. 모의된 배터리 실제 · 지령 전압 및 배터리 충전 전류

Fig. 17. Simulated battery real · reference voltage and charge current

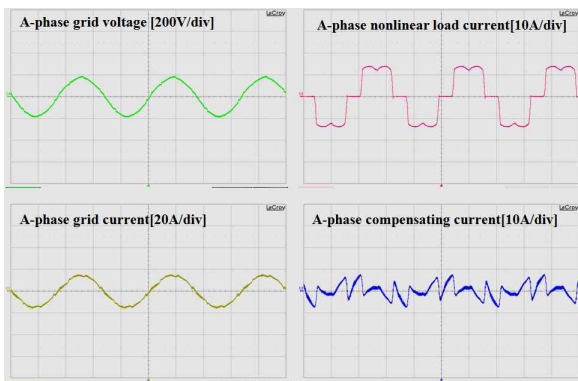
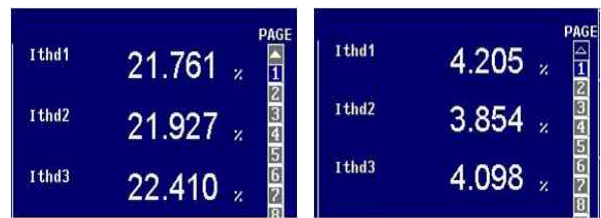


그림 18. APF 모드에서 각 부 정상 상태 파형
Fig. 18. Steady state waveforms of each part in APF mode

APF모드 실험 조건은 앞선 표 3과 같으며 비선형 부하와 연결하여 실험을 수행하였다. 그림 18은 일정한 비선형 부하 조건에서 APF 모드로 동작 시에 각 부 정상상태 파형을 나타낸다. 그림 19와 같이 보상 전의 3상 입력 전류 파형의 THD는 약 22%로 측정되었으며, 보상 후의 THD 파형은 5% 미만으로 측정되어 우수한 고조파 제거성능 및 IEEE 519 규약을 만족함을 확인하였다.



(a) 보상 전 (b) 보상 후

그림 19. 고조파 보상 전 · 후 입력 전류 THD
Fig. 19. Input current THD before and after compensation

7.3 시스템 운전 모드 전환

본 절에서는 실험을 통해 모드 선택 알고리즘을 이용한 원활한 운전 모드 전환을 확인하였다. 전기

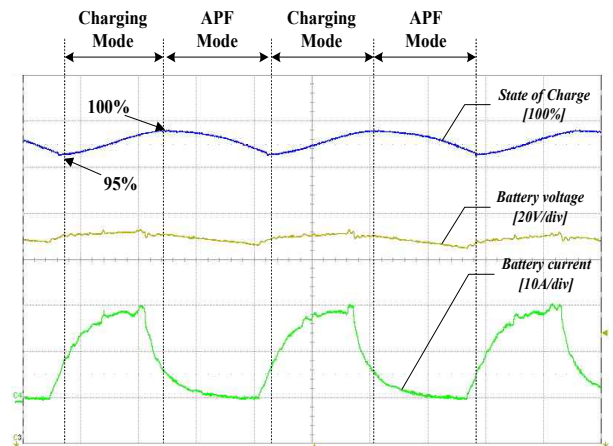


그림 20. 모드 선택 알고리즘 적용 시에 배터리 전압 · 전류 및 SOC
Fig. 20. Battery voltage · current and SOC when applying mode selection algorithm

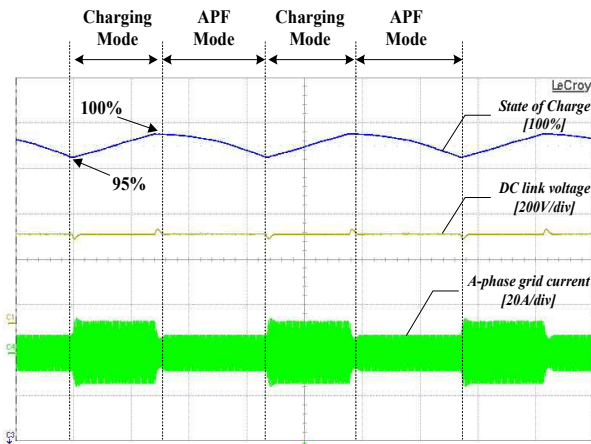


그림 21. 모드 선택 알고리즘 적용 시에 배터리 SOC, DC_link 전압 및 입력 전류

Fig. 21. Battery SOC, DC_link voltage and input current when applying mode selection algorithm

자동차 용 고전압 배터리를 대신하여 배터리 시뮬레이터를 사용하였으며 배터리 SOC는 전류 적산법으로 측정되었다. 그림 20~21은 초기에 충전기에 EV가 연결되어 충전 모드를 통해 배터리가 완충된 후에 일정 SOC 구역에서 두 가지 모드가 반복되는 것을 모의하였다. 그림 20는 두 가지 모드가 반복될 때 배터리 SOC, DC_link 전압 및 계통 측 입력 전류를 나타낸다. 그림 21에서 계통 측 입력 전류는 충전모드에서 입력 전류의 역률 및 크기 제어를 수행하다가 APF모드로 전환되면 검출된 보상 전류를 생성하여 계통 측의 고조파를 제거한다. 직류링크 전압은 두 가지 모드에 상관없이 정전압 제어를 수행한다.

8. 결 론

본 논문에서는 10kW급 능동전력필터 기능을 갖는 전기자동차용 충전기에 대해 다루었다. 본 논문의 준급속 충전기는 용량면에서 완속충전기와 급속충전기의 중간 형태인 10kW급으로 충전 시간은 2~6hour가 요구되어 완속 충전기보다 충전 시간을 단축시킬 수 있으며, 급속충전기와 비교했을 때 수전

설비의 용량 증대의 어려움 없이 설치될 수 있어 다양한 장소에서 적용될 수 있다. 또한 본 논문에서는 충전기의 이용률 향상 및 두 가지 모드의 전환을 위한 일정 SOC에서 반복되는 영역을 갖는 모드선택 알고리즘을 제안하였다. 모드 선택 알고리즘은 사용자의 요구 및 배터리 SOC를 고려하여 시스템의 모드를 효율적으로 전환시켜 EV 사용자 및 계통의 공급자를 동시에 만족시킬 수 있다. 실험 결과를 통해 충전모드에서 배터리 시뮬레이터를 이용하여 시스템의 충전 동작을 증명하였으며, APF 모드에서는 보상 전 약 20% 수준의 THD 값이 보상전류 주입을 통한 고조파 보상 후 약 5% 이하로 측정되어 고조파 제거 성능을 확인하였다. 또한 통합 실험을 통해 모드 선택 알고리즘을 이용한 원활한 운전 모드 전환을 확인하였다.

이 논문은 2014년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임.
(No. 2011-0015584)

References

- [1] GUO Chun-lin, WU Li, WANG Dan, QI Wen-bo and XIAO Xiang-ning, "Impact of Electric Vehicle Charging on Power Grid", in Proc. International Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE), pp. 16-18, 2011.
- [2] A. M. Foley, I. J. Wining and B.P.O Callachoir, "State-of-art in electric vehicle charging infrastructure", IEEE. Vehicle Power and Propulsion Conference on, pp. 1-6, 2010.
- [3] Mukesh Singh, Indrani Kar Praveen Kumar, "Influence of EV on Grid Power Quality and Optimizing the Charging Schedule to Mitigate Voltage Imbalance and Reduce Power Loss", in Proc. 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 6-8, 2010.
- [4] M. Bojrup, P. Karlsson, M. Alakula, B. Simonsson, "A dual purpose battery charger for electric vehicles", in Proc. IEEE PESC, pp. 565-570, 1998.
- [5] Y. C. Hsieh and C. S. Huang, "Li-ion battery charger based on digitally controlled phase-shifted full-bridge converter," IET. Power Electron, pp. 242-247, 2011.
- [6] S. Rahmani, N. Mendalek and K. Al-Haddad, "Experimental Design of a Nonlinear Control Technique for Three-Phase Shunt Active Power Filter" IEEE Trans. Ind. Electron, Vol. 57, No. 10, pp. 3364-3375, 2010.

◇ 저자소개 ◇



최성촌(崔聖村)

1987년 5월 11일생. 2010년 강원대 전기 전자과 졸업. 2013년 성균관대 대학원 전자전기 컴퓨터공학과 졸업(석사). 2013년~현재 동 대학원 전자전기컴퓨터 공학과 박사과정.



송상훈(宋尙勳)

1972년생. 1998년 영남대학교 전기공학과 졸업. 2000년 성균관대 대학원 전자전기 컴퓨터공학과 졸업(석사). 2014년 동 대학원 졸업(박사). 2000년 2월~현재 한국산업기술시험원 전기전자표준센터 책임연구원.



김도윤(金度潤)

1985년 11월 30일생. 2011년 안양대 전기 전자공학과 졸업. 2013년 성균관대 대학원 에너지시스템공학협동과정 졸업(석사). 2013년~현재 동 대학원 태양광시스템 공학협동과정 박사과정.



김영렬(金瑛烈)

1958년 9월 5일생. 1982년 서울대 전기 공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1982~1987년 한국기계연구소 부설기업기술지원센터 연구원. 1993~1996년 한국항공우주연구소 선임 연구원. 1996년~현재 안양대 전기전자공학과 교수.



원충연(元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1991년 12월~1992년 12월 미국 테네시 주립대학 전기공학과 방문 교수. 1998년~현재 한국 철도기술연구원 심사위원. 2006~2009년 한국전력공사 PQ 심사위원. 2006~2009년 차세대 첨단 도시철도시스템(한국건설교통기술 평가원) 기술개발사업 운영위원. 2006년~현재 (주)로템 기술자문위원. 2010~2012년 도시철도 공사 기술검증위원. 2007년~현재 삼성전기 에너지파워 연구센터장. 2011~2013년 직류 표준화 연구회 회장. 2010년 전력전자학회 회장. 현재 성균관대 정보통신대학 교수.