

1단 전력변환기를 가진 3상 절연형 커패시터리스 충전기

(Three-Phase Isolated Capacitorless Charger with a Single-Stage Power Converter)

채수용* · 홍순찬**

(Soo-Yong Chae · Soon-Chan Hong)

Abstract

In this paper, we propose a three-phase isolated electrolytic capacitorless charger available for quick charger. In the proposed charger, electrolytic capacitor in DC link is eliminated by direct conversion from AC input to DC output. Conventional chargers are two stage structure including AC-DC and DC-DC converters, but the proposed charger can be simplified into single stage converter by using a matrix converter. And the waveform of input currents is improved by giving the weighting factor to the duty ratio of auxiliary switches. In order to verify the effectiveness of the proposed charger, simulations are carried out and a 1.2kW charger was constructed and experimented.

Key Words : Charger, Capacitorless, Matrix Converter

1. 서 론

최근 전기자동차의 상용화로 인하여 충전인프라 구축의 필요성이 점차 증대되는 추세이다. 현재는 가정용 완속충전기가 보급되고 있으나 장시간 충전에 따른 불편함과 장거리 운행 제약 등으로 인해 향후에는 단시간 충전이 가능하고 지역적 제약이 없는 급속충

전기가 점차 확대될 것으로 예상된다.

5시간 내외의 장시간 충전시간이 필요한 3.3kW 용량의 완속충전기와는 달리 급속충전기는 30분 이내의 단시간에 충전을 완료하여야 하므로 50kW 이상의 대용량으로 설계된다[1-3]. 급속충전기는 고전압/대전류 장비로서 회로에 다수의 평활용 커패시터가 추가된다.

또한 급속충전기는 실외에 설치되는 장비로서 외부환경에 직접적으로 노출되므로 외부환경 변화에도 장비의 신뢰성을 확보할 수 있는 기술이 필요하다. 외부환경의 대표적 영향으로는 장비의 주변온도 상승으로 인한 전해커패시터의 수명 단축을 들 수 있다. 전력회로에서 전해커패시터의 수명은 곧 장비의 장기신뢰성에 영향을 주는 직접적인 요인이므로 회로에서 전해커패시터를 제거하거나 또는 정전용량을 줄이는 것만으로도 장비의 신뢰성이 개선되는 효과

* 주저자 : 단국대학교 대학원 전기공학과 박사과정

** 교신저자 : 단국대학교 전자전기공학부 교수

* Main author : Doctor's course, Department of Electrical Engineering, Dankook University

** Corresponding author : Professor, School of Electronics & Electrical Eng., Dankook University

Tel : 031-8005-3609, Fax : 031-897-3610

E-mail : schong@dku.edu

접수일자 : 2014년 8월 26일

1차심사 : 2014년 8월 28일

심사완료 : 2014년 9월 30일

를 볼 수 있으며 부가적으로 부피 및 무게의 저감효과도 볼 수 있다.

기존의 풀브리지형 급속충전기는 3상 PWM 컨버터와 풀브리지 컨버터로 구성된 2단 구조로서 직류링크단에 평활용 전해커패시터를 포함하고 있다[4-6]. 따라서 앞에서 언급한 전해커패시터 사용에 따른 문제를 가지고 있다.

본 논문에서는 전해커패시터 사용에 따른 문제를 개선하기 위해 매트릭스 컨버터 토폴로지에 기반한 1단 전력변환기를 가진 3상 절연형 커패시터리스 충전기를 제안한다. 제안한 충전기는 교류입력전압의 상태에 따라 동작스위치를 변경하여 교류입력을 직류 출력으로 직접 변환함으로써 직류링크단의 전해커패시터를 제거할 수 있고 1단 구조이어서 회로구성이 간단해지는 장점이 있다.

2. 제안한 3상 커패시터리스 충전기

2.1 충전기의 구성

본 논문에서 제안한 3상 절연형 커패시터리스 충전기는 그림 1과 같다. 기존의 풀브리지형 충전기가 AC-DC 정류기와 DC-DC 컨버터의 2단 전력변환부로 구성되어 있는데 반해 제안한 충전기는 6개의 양방향 스위치를 가진 AC-DC 1단 전력변환부로 구성된다.

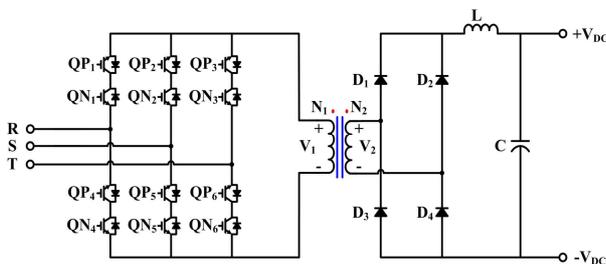


그림 1. 제안한 3상 절연형 커패시터리스 충전기
Fig. 1. Proposed three-phase isolated capacitorless charger

제안한 충전기는 간접매트릭스형 변환기, 고주파 변압기, 정류부, 출력필터부로 구성되며 전력변환기와

고주파변압기 사이에 직류링크가 없는 AC-DC 직접 변환 구조로서 직류링크단의 전해커패시터를 제거할 수 있다.

2.2 제안회로의 섹터 구분

제안한 컨버터의 입력은 3상 60Hz의 교류전압이지만 컨버터의 스위칭 주파수가 수십kHz인 점을 감안하면 스위칭 한주기 내에서는 근사 직류로 볼 수 있다. 그렇더라도 동작 스위치를 적절히 제어하면 변압기 1차측에 교류전압을 인가하는 것이 가능하다.

3상 교류전압은 전원주파수의 한 주기 내에서 전압 크기의 절대값이 최대가 되는 상이 총 6번 바뀌므로 각 상별로는 2번씩 최대 전압이 된다.

스위칭 주기 내에서 전압의 크기가 최대가 되는 상을 기준으로 컨버터의 동작 스위치를 결정하면 입력 전압이 3상 교류전압이라 하더라도 변압기 1차측 권선에 구형파 형태의 교류전압을 인가할 수 있다. 입력 전압의 상별 전압의 크기를 기준으로 섹터를 구분하면 그림 2와 같다.

각 섹터별로 전압크기의 절대값이 가장 큰 상을 기준으로 주 동작 스위치를 결정한다. 예를 들어 섹터 1에서는 R상의 양(+)의 전압이, 섹터 2에서는 T상의 음(-)의 전압이 최대가 되므로 섹터 1에서는 R상의 스위치가, 섹터 2에서는 T상의 스위치가 주 동작 스위치가 된다. 주스위치의 상이 결정되면 나머지 두 상의 스위치가 보조스위치가 된다.

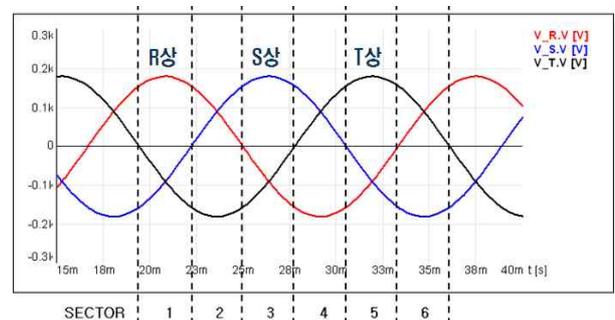


그림 2. 섹터 구분
Fig. 2. Sector partition

2.3 섹터별 스위치 패턴

그림 1의 제안회로를 보면 변압기 1차 측에는 총 12개의 스위치가 있으며 이 스위치들은 고주파 변압기의 1차 코일에 양(+)의 전압을 인가하기 위한 스위치 6개와 음(-)의 전압을 인가하기 위한 스위치 6개이다. 스위치 $QP_1 \sim QP_6$ 은 변압기에 양(+)의 전압을 인가하는 경우에 동작하고 스위치 $QN_1 \sim QN_6$ 은 변압기에 음(-)의 전압을 인가할 때 동작한다. 양(+)의 스위치와 음(-)의 스위치가 동시에 동작하는 경우는 없으며, 제안회로는 표 1과 같이 총 12개의 스위치 동작 패턴을 갖는다.

표 1을 보면 제안회로에서 동시에 ON되는 스위치는 항상 2개이다. 패턴 1에서 패턴 6까지는 변압기의 1차 코일에 양(+)의 전압이 인가될 때의 스위치 동작 패턴이고 패턴 7에서 패턴 12까지는 변압기 코일에 음(-)의 전압이 인가될 때의 스위치 동작 패턴이다. R→S에서 화살표는 전류의 흐름을 나타내는 표시이다. 전류는 화살표 방향을 따라 흐르며 화살표 좌측에 있는 상의 전위가 우측에 있는 상의 전위보다 높다.

변압기 1차 코일에 양(+)의 전압과 음(-)의 전압이 각각 1번씩 걸리는 것을 한 주기로 볼 때 제안회로는 한 주기 내에서 양(+)극 패턴 2개와 음(-)극 패턴 2개가 동작하여 총 4개의 스위치 동작 패턴을 가진다. 섹터별 동작스위치를 결정하는 패턴은 표 2와 같다.

표 1. 패턴별 스위치 동작
Table 1. Switch operation in each pattern

양(+) 극성			음(-) 극성		
Pattern 1	R → S	QP_1, QP_5 ON	Pattern 7	R → S	QN_4, QN_2 ON
Pattern 2	R → T	QP_1, QP_6 ON	Pattern 8	R → T	QN_4, QN_3 ON
Pattern 3	S → T	QP_2, QP_6 ON	Pattern 9	S → T	QN_5, QN_3 ON
Pattern 4	S → R	QP_2, QP_4 ON	Pattern 10	S → R	QN_5, QN_1 ON
Pattern 5	T → R	QP_3, QP_4 ON	Pattern 11	T → R	QN_6, QN_1 ON
Pattern 6	T → S	QP_3, QP_5 ON	Pattern 12	T → S	QN_6, QN_2 ON

표 2. 섹터별 패턴
Table 2. Patterns in sectors

	양(+) 극성	음(-) 극성
Sector 1	Pattern 1, Pattern 2	Pattern 7, Pattern 8
Sector 2	Pattern 2, Pattern 3	Pattern 8, Pattern 9
Sector 3	Pattern 3, Pattern 4	Pattern 9, Pattern 10
Sector 4	Pattern 4, Pattern 5	Pattern 10, Pattern 11
Sector 5	Pattern 5, Pattern 6	Pattern 11, Pattern 12
Sector 6	Pattern 6, Pattern 1	Pattern 12, Pattern 7

2.4 모드별 동작

섹터 1에서의 동작을 기준으로 하여 제안회로의 모드별 동작을 설명한다. 표 1과 표 2를 참고하면 나머지 섹터에서의 모드별 동작을 알 수 있다.

섹터 1에서는 R상의 전압 크기가 가장 크므로 R상의 스위치가 주 스위치가 되고 S상과 T상의 스위치가 보조스위치가 된다. 주 스위치는 듀티비 D 로 동작하고 2개의 보조스위치는 듀티비 D 를 분할하여 각각 동작한다. 따라서 보조스위치 2개의 동작시간의 합은 주 스위치의 동작시간과 동일하다.

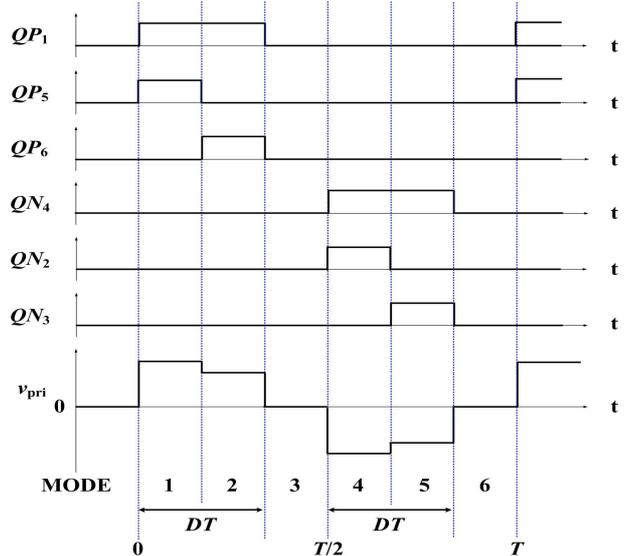


그림 3. 섹터 1에서의 게이트 파형
Fig. 3. Gate signals in sector 1

섹터 1에서 동작하는 스위치의 게이트 파형 및 변압기 1차 코일의 전압 파형은 그림 3과 같다. 섹터 1에서는 R상 전압의 크기가 가장 크므로 R상이 주스위치의 상이 되고 S상과 T상이 보조스위치의 상이된다. 주스위치인 QP_1 이 턴온되는 시점부터 스위치의 동작상태 변화에 따라 모드를 구분하면 한 주기 동안 총 6개의 모드로 구분할 수 있다.

섹터 1에서 R상의 스위치인 QP_1, QN_4 는 주스위치로서 DT 동안 동작하고 S상 스위치 QP_5, QN_2 와 T상 스위치 QP_6, QN_3 는 보조스위치로서 DT 시간 내에서 DT 시간을 분할하여 동작한다.

섹터 1에서의 모드별 동작은 다음과 같으며 전류경로는 그림 4와 같다.

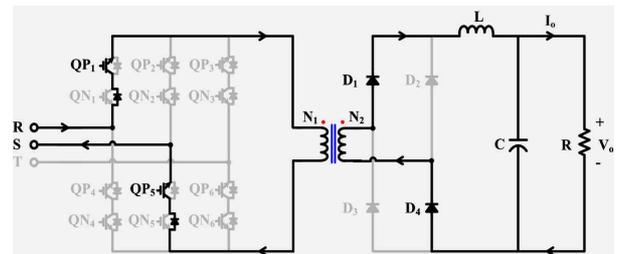
모드 1 : R상의 양(+)극성 스위치 QP_1 과 S상의 양(+)극성 스위치 QP_5 가 턴온되어 고주파 변압기 1차측 코일에는 양(+)의 전압이 걸리게 된다. 전류의 경로는 그림 4 (a)와 같으며 변압기 2차측 정류회로를 거쳐 부하에 에너지가 전달된다. 변압기의 1차측에는 R상과 S상의 전압차가 걸리게 된다.

모드 2 : R상의 양(+)극성 스위치 QP_1 은 주 스위치로서 ON 상태를 유지한다. S상의 양(+)극성 스위치 QP_5 가 턴오프되고 T상의 양(+)극성 스위치 QP_6 이 턴온되어 고주파 변압기 1차측 코일에는 양(+)의 전압이 걸리게 된다. 전류의 경로는 그림 4 (b)와 같으며 변압기 2차측 정류회로를 거쳐 부하에 에너지가 전달된다. 1차측 코일에는 R상과 T상의 전압차가 걸리게 된다.

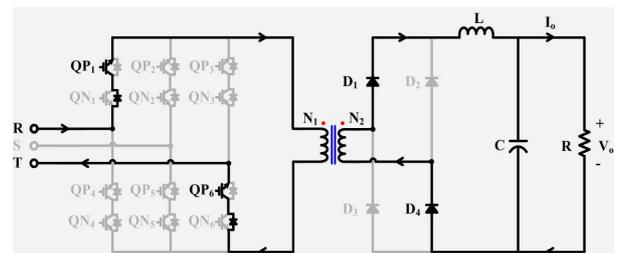
모드 3 : 환류구간으로서 변압기 1차측 회로내의 모든 스위치가 OFF 상태이고 변압기 2차측 인덕터와 커패시터에 저장된 에너지에 의해 부하에 에너지가 전달된다. 전류의 경로는 그림 4 (c)와 같다.

모드 4 : R상의 음(-)극성 스위치 QN_4 와 S상의 음(-)극성 스위치 QN_2 가 턴온되어 고주파 변압기 1차측 코일에는 음(-)의 전압이 걸리게 된다. 전류의 경로는 그림 4 (d)와 같으며 변압기 2차측 정류회로를 거쳐 부하에 에너지가 전달된다. 변압기의 1차측에는 R상과 S상의 전압차가 걸리게 된다.

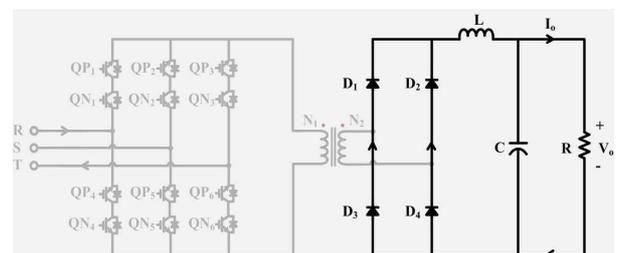
모드 5 : R상의 음(-)극성 스위치 QN_4 는 주 스위치



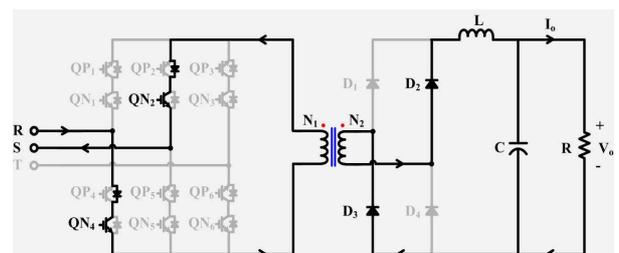
(a) Mode 1



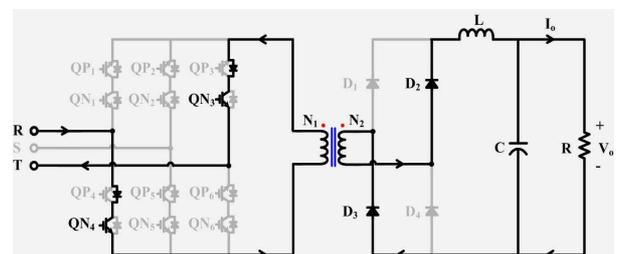
(b) Mode 2



(c) Mode 3, Mode 6



(d) Mode 4



(e) Mode 5

그림 4. 섹터 1에서의 모드별 동작
Fig. 4. Mode operations in sector 1

로서 ON상태를 유지한다. S상의 음(-)극성 스위치 QN_2 는 턴오프되고 T상의 음(-)극성 스위치 QN_3 이 턴온되어 고주파 변압기 1차측 코일에는 음(-)의 전압이 걸린다. 전류의 경로는 그림 4 (e)와 같으며 변압기 2차측의 정류회로를 거쳐 부하에 에너지가 전달된다. 1차측 코일에는 R상과 T상의 전압차가 걸리게 된다.

모드 6 : 환류구간으로서 모드 3과 같이 변압기 1차측 회로내의 모든 스위치가 OFF 상태이고 변압기 2차측 인덕터와 커패시터에 저장된 에너지가 부하에 전달된다. 전류의 경로는 그림 4 (c)와 같다.

2.5 파형왜곡 보상

제안한 회로에서 주 스위치의 도통시간은 제어기의 출력인 듀티비 D 에 의해 결정되며, 보조스위치는 주 스위치의 도통시간을 분할해서 동작한다. 하지만 단순히 주 스위치의 도통시간을 균등분할해서 보조스위치의 도통시간을 결정하면 입력전류에 섹터 변화에 따른 파형왜곡이 발생한다. 이러한 파형왜곡을 개선하기 위해 본 논문에서는 보조스위치의 도통시간을 입력전원의 상태에 따라 유기적으로 조절할 수 있는 제어기법을 제안한다.

교류입력전압의 크기를 기준으로 보조스위치의 도통시간 분할에 가중치를 주면 입력전류의 파형을 근사 정현파로 만들 수 있다. 가중치는 교류입력의 상전압 크기를 기준으로 결정한다. 예를 들어 섹터 1에서는 R, S, T 3개의 상 중 R상 상전압의 절대값 크기가 섹터 전 구간에서 제일 크므로 주스위치의 상이 되어 듀티비 D 로 동작하게 되고, 나머지 S상과 T상은 보조스위치의 상이 되어 듀티비 D 를 분할하여 동작하게 된다. 이때 보조스위치의 듀티비 가중치는 주스위치 상의 상전압과 보조스위치 각각의 상전압 크기의 비율로 결정한다. 교류입력의 전류는 입력 상전압과 동위상으로 제어되므로 주스위치상의 상전압 크기 대비 보조스위치상의 상전압 크기 비율이 큰 시점에서는 해당 보조스위치의 듀티비 가중치를 키워 주고 작은 시점에서는 가중치를 줄여주는 제어를 함

으로써 입력 전류의 파형을 근사 정현파로 만들 수 있다.

주 스위치의 상전압을 v_{main} , 보조스위치 1의 상전압을 v_{aux1} , 보조스위치 2의 상전압을 v_{aux2} 일 때 보조스위치의 가중치를 식 (1), 식 (2)와 같이 한다.

$$\alpha = \frac{|v_{aux1}|}{|v_{main}|} \tag{1}$$

$$\beta = \frac{|v_{aux2}|}{|v_{main}|} \tag{2}$$

여기서 α 는 보조스위치 1의 가중치이고, β 는 보조스위치 2의 가중치이다. 식 (1)과 식 (2)를 이용하여 보조스위치의 가중치를 구하는 것은 가능하지만 실시간으로 가중치를 적용하기 위해서는 많은 연산을 고속으로 처리해야하는 문제가 있다. 이에 본 논문에서는 선형근사화를 통해 연산을 간소화하여 고속처리가 가능하도록 구현하였다.

주스위치의 듀티비를 D_{main} , 보조스위치 1의 듀티비를 D_{aux1} , 보조스위치 2의 듀티비를 D_{aux2} 라 하고 식 (1)과 식 (2)를 이용하여 선형근사화가 적용된 보조스위치의 듀티비를 구하면 다음과 같다.

$$D_{aux1} = A \cdot D_{main} \tag{3}$$

$$D_{aux2} = B \cdot D_{main} \tag{4}$$

여기서 A 는 보조스위치 1의 듀티비 가중치이고 B 는 보조스위치 2의 듀티비 가중치이다. 2개의 보조스위치가 주 스위치의 도통시간을 분할하여 동작하므로 보조스위치 듀티비의 가중치인 A 와 B 의 합은 1이다.

간소화한 보조스위치의 가중치는 그림 5와 같다. 섹터의 시작지점인 ①에서는 S상 보조스위치의 도통시간을 주스위치의 도통시간과 동일하게 하고 ②에서는 S상과 T상의 보조스위치 도통시간을 주스위치의 도통시간을 균등분할하여 동작시키며 ③에서는 T상 보조스위치의 도통시간을 주스위치의 도통시간과 동일하게 하면 입력전류의 파형을 근사 정현파로 만들 수 있다.

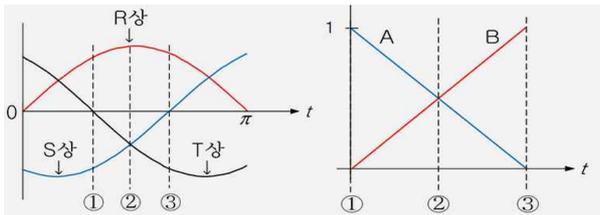


그림 5. 보조스위치 듀티비의 가중치
Fig. 5. Weighting factor of auxiliary switch's duty ratio

3. 시뮬레이션

제안회로의 유용성을 확인하기 위해 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용된 회로는 그림 6과 같으며 파라미터는 표 3과 같다.

그림 7은 섹터 1에서의 게이트 파형으로서 제안한 방법과 같이 주스위치의 도통시간을 보조스위치 2개가 분할하여 동작함을 확인할 수 있다. 그림에서 QP_1 이 양(+극)의 주스위치 게이트 신호이며 QP_5 와 QP_6 이 보조스위치의 게이트 신호이다. 마찬가지로 QN_1 은 음(-)극의 주스위치 게이트 신호이며 QN_2 와 QN_3 은 보조스위치의 게이트 신호이다.

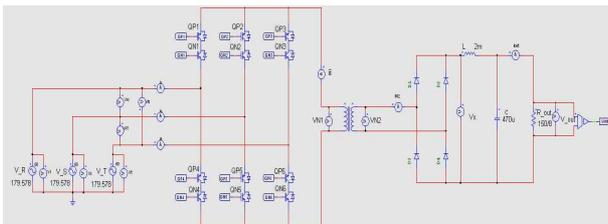
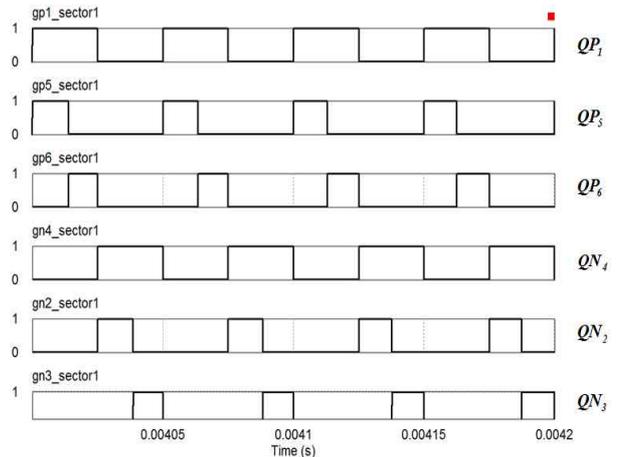


그림 6. 시뮬레이션에 사용된 회로
Fig. 6. Simulation circuit

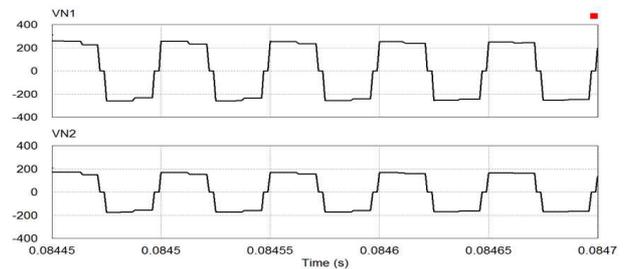
표 3. 시뮬레이션 파라미터
Table 3. Simulation parameters

Parameter	Value
Input Voltage(V_{in})	220[Vrms]
Switching Frequency(f_{sw})	14.4[kHz]
Output Power	1.2[kW]
Output Voltage(V_o)	150[V]
Turn Ratio(N_1/N_2)	1.5
Output Inductance	2[mH]
Output Capacitance	470[μF]

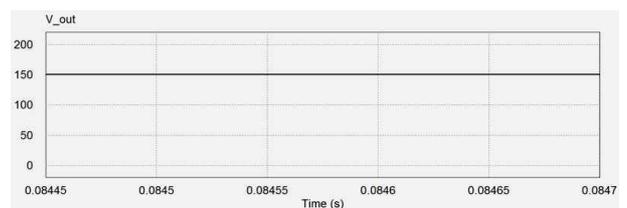


Horizontal : 50μs/div., Vertical : 1V/div.

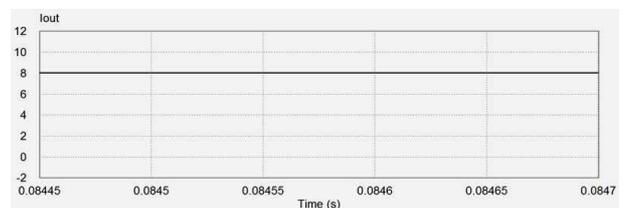
그림 7. 시뮬레이션에서의 게이트 파형
Fig. 7. Gate signals in simulation



Horizontal : 50μs/div., Vertical : 200V/div.
(a) 변압기 1차 전압(위)과 2차 전압(아래)



Horizontal : 50μs/div., Vertical : 50V/div.
(b) 출력전압



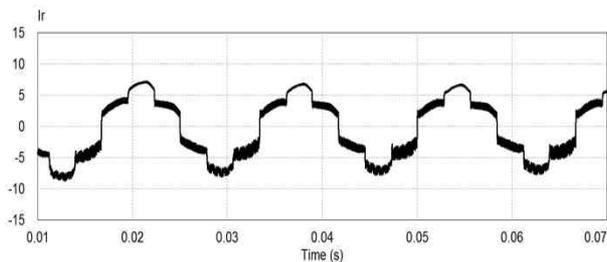
Horizontal : 50μs/div., Vertical : 2A/div.
(c) 출력전류

그림 8. 시뮬레이션 결과
Fig. 8. Simulation results

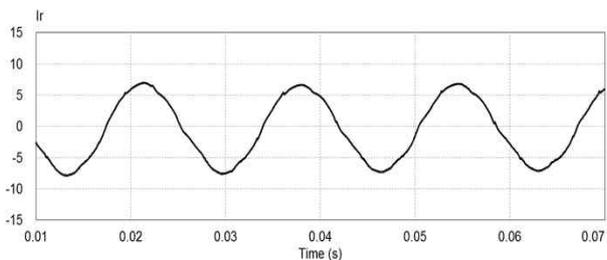
1단 전력변환기를 가진 3상 절연형 커패시터리스 충전기

그림 8 (a)는 변압기에 걸리는 전압파형으로서 변압기 권수비가 반영되어 변압기 1차측 전압이 2차측에 유기되며 한주기 내에서 총 4개의 패턴으로 동작함을 알 수 있다. 그림 8 (b)와 그림 8 (c)는 전부하일 때의 출력전압과 출력전류 파형이며 설계사양과 같이 출력전압 150V, 출력전류 8A로 제한한 회로가 정상 동작함을 확인하였다.

그림 9는 보조스위치의 듀티비에 가중치를 적용하기 전과 후의 입력전류 파형이다. 그림 9 (a)는 두 보조스위치가 $DT/2$ 동안 ON상태일 때의 입력전류 파형으로서 섹터 변화에 따른 영향이 그대로 입력전류 파형에 나타난다. 그림 9 (b)는 가중치 적용 후의 전류 파형으로서 가중치 적용 후에는 입력전류파형의 왜곡이 상당히 개선되었음을 알 수 있다.



Horizontal : 10ms/div., Vertical : 5A/div.
(a) 가중치 적용 전



Horizontal : 10ms/div., Vertical : 5A/div.
(b) 가중치 적용 후

그림 9. 입력전류 시뮬레이션 결과
Fig. 9. Simulation results of input current

4. 실험결과

본 논문에서 제안한 충전기의 성능검증을 위하여 1.2kW의 시제품을 제작하여 실험을 시행하였다. 실험

에 사용된 시제품은 그림 10과 같으며 파라미터는 시뮬레이션 파라미터와 동일하다.

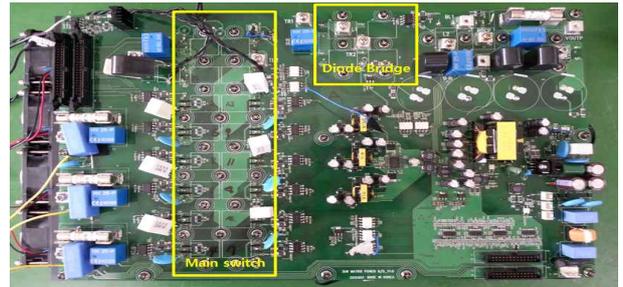


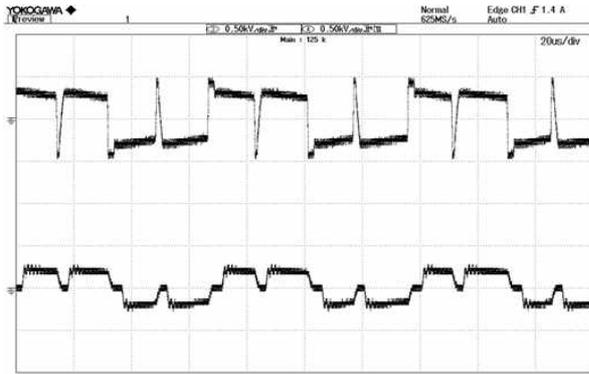
그림 10. 실험세트
Fig. 10. Experimental Equipment

그림 11 (a)는 변압기의 1, 2차측에 걸리는 전압파형이며, 양(+)의 전압이 걸리는 구간과 음(-)의 전압이 걸리는 구간의 중간에 보조스위치의 절환에 의한 전압변화가 나타난다. 실험에서는 보조스위치의 절환시 데드타임을 주었으며 데드타임 동안은 변압기 1차측 회로가 개방회로가 된다. 따라서 데드타임 동안 변압기에는 자화인덕턴스의 영향으로 개방 이전의 전압과 반대 극성의 전압이 걸리게 되어 이론과 다른 전압변화가 나타난다. 그림 11 (b)는 출력전압 파형으로서 설계사양과 같이 150V이고 그림 11 (c)는 출력전류 파형으로서 설계사양 8A로 동작함을 알 수 있다.

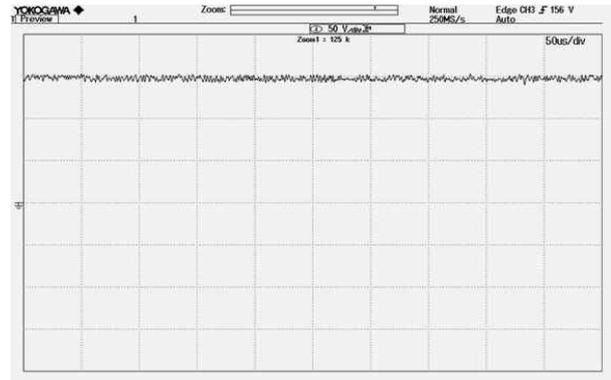
그림 11 (d)는 입력전류 파형으로서 보조스위치 듀티비의 가중치를 적용하기 전에는 그림 9 (a)와 같이 발생하던 입력전류파형의 왜곡이 보조스위치 듀티비의 가중치를 적용한 후에는 섹터 전환 구간에서 약간의 왜곡은 발생하지만 듀티비 가중치 적용 전과 비교하여 상당히 개선되었음을 알 수 있다.

5. 결론

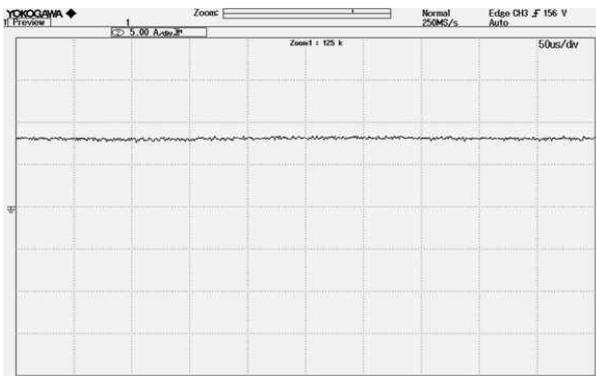
본 논문에서는 3상 절연형 커패시터리스 충전기를 제안하였다. 제안한 충전기는 AD-DC 변환기와 DC-DC 변환기의 2단 전력변환으로 구성된 기존의 충전기와는 달리 AC-DC 1단 변환기로 구성하여 회로를 간소화 할 수 있으며 직류링크단 전해커패시터를 제거함으로써 시스템의 경량화 및 장비의 신뢰성을



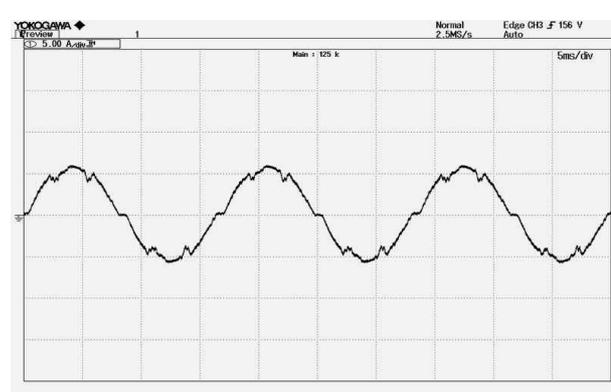
Horizontal : 20µs/div., Vertical : 500V/div.
(a) 변압기의 1차 전압(위)과 2차 전압(아래)



Horizontal : 50µs/div., Vertical : 50V/div.
(b) 출력전압



Horizontal : 50µs/div., Vertical : 5A/div.
(c) 출력전류



Horizontal : 5ms/div., Vertical : 5A/div.
(d) 입력전류

그림 11. 실험 결과
Fig. 11. Experimental results

을 향상시킬 수 있다.

직류링크를 제거한 AC-DC 1단 구성의 제안한 변환기가 교류입력을 직류출력으로 직접변환 할 수 있는 제어방법을 제안하고 해석과 시뮬레이션을 통해 1단 변환기 구성으로도 충전동작을 정상적으로 수행할 수 있음을 확인하였다.

또한 입력전류파형의 왜곡을 개선하기 위하여 보조 스위치의 듀티비에 가중치를 주는 제어방법을 제안하고 시뮬레이션과 실험을 통해 파형이 개선되었음을 확인하였다.

마지막으로 제안한 충전기의 유효성 검증을 위하여

1.2kW의 시제품을 만들어 실험을 시행하였으며 제안한 충전기가 정상 동작함을 확인하였다.

References

- [1] Won-Yong Kim, Jong-Won Kim, Hyun-Jun Kim, Kyoung-Dong Kim, Do-Hyun Kim, Dae-Sik Choi, Hyung-Lok Oh, and Jun-Young Lee, "3.3kW Bidirectional Battery Charger for EV/PHEV", Proceedings of KPIE Summer Conference, pp. 7~8, 2011.7.
- [2] Hyung-Yeon Cho, Tae-Hwan Kang, Jeong-Hun Oh, Tae-Hong Goo, In-Young Suh, Eun-Bo Sim, Chang-Young Song, and Young-Sik Shin, "Electric Vehicle Quick Charging System", Proceedings of KPIE Summer Conference, pp. 324~325, 2010.7.

1단 전력변환기를 가진 3상 절연형 커패시터리스 충전기

- [3] Choong-Hwan Ban, Young-Jin Lee, Wan-Sung Kwon, Dong-Hwa Han, Jok-Mok Eun, and Gyu-Ha Choe, "Design and Implementation of PISO Full Bridge Converter for 50kW Fast Charging System", Proceedings of KIIE Autumn Conference, pp. 264~265, 2011.11.
- [4] Choong-Hwan Ban, Wan-Sung Kwon, Young-Jin Lee, Dong-Hwa Han, Jok-Mok Eun, and Gyu-Ha Choe, "A Study on the Characteristics and Design of Fast Charge and Discharge System for Lithium Polymer Battery", Proceedings of KIIE Spring Conference, pp. 221~222, 2011.5.
- [5] F. Musavi, M. Edingtn, W. Eberle, and W. G. Gunford, "Evaluation and Efficiency Comparison of Front End AC-DC Plug-in Hybrid Charger Topologies", IEEE Transactions on Smart Grid, Vol. 3, No. 1, pp. 413-421, March 2012.
- [6] Moon-Gyu Jeong, "Performance Evaluation and Characteristic Analysis of Quick Charger for Electric Vehicle", Proceedings of KIIE Summer Conference, pp. 1116~1117, 2010.7.

◇ 저자소개 ◇



채수용 (蔡洙龍)

1979년 1월 5일생. 2005년 단국대 전기 전자컴퓨터공학부 졸업. 2007년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전자전기공학과 박사과정.



홍순찬 (洪淳瓚)

1950년 2월 24일생. 1973년 서울대 전기 공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1975~1978년 해군사관학교 교수부 전기공학실 전임 강사. 1978년~현재 단국대 전자전기 공학부 교수. 1986~1987년 미국 텍사스 A&M 대학교 방문교수. 1997~2000년 대한전기학회 이사. 2002년 전력 전자학회 회장. 2002~2005년 단국대 공과대학 학장.