

연료 전지 시스템을 위한 Z-소스 인버터로 구성된 병렬 운전 시스템

金倫鎬[†], 文炫郁*, 鄭銀珍*

Parallel Operation Systems of Z-Source Inverters for Fuel Cell Systems

Yoon-Ho Kim, Hyun-Wook Moon, and Eun-Jin Jeong

요 약

본 논문에서는 연료 전지 시스템을 위한 Z-소스 인버터로 구성된 병렬 운전 시스템을 제시 하였다. PWM 방식으로는 Carrier phase shifted SPWM을 적용하였으며 이 방식은 출력 전류의 고조파 성분을 줄일 수 있는 장점을 갖는다. 그러나 이 기법을 Z-소스 인버터로 구성된 병렬 운전 시스템에 적용하는 경우 추가적으로 순환 전류를 발생한다. Z-소스 인버터로 구성된 병렬 운전 시스템이 동작 시 발생하는 순환 전류를 분석하고 순환 전류를 감소시키며, 부하전류에 낮은 고조파 성분을 가질 수 있도록 순환 전류 리액터를 사용하였다. 이에 대한 적합성을 시뮬레이션과 실험을 통해 입증하였다.

ABSTRACT

In this paper, parallel operation systems with Z-source inverters for the fuel cell systems are discussed. The carrier phase shifted SPWM(Sinusoidal Pulse Width Modulation) has an advantage in reducing harmonics of output current. However when this technique applies in parallel operation of Z-source inverters, it additionally produces circulating currents. The circulating current is analyzed and a method to prevent the circulating current is applied to the parallel operation systems of Z-source inverters. To maintain high performance with reduced circulating current in inverter output and low harmonic components in load current, circulating current reactors are used. The proposed approach is verified through simulation and experiment.

Key Words : Z-source Inverter, Parallel Operation, Carrier Phase-Shifted SPWM, Circulating Current

1. 서 론

연료 전지 시스템은 매우 유용한 대체 에너지원 중 하나이다. 연료 전지 시스템은 재 사용성, 환경 친화성

과 같은 장점들을 가지고 있어서 다양한 분야에서 새로운 전력원으로서의 이용이 기대되고 있다. 연료 전지 시스템에서는 승압 컨버터를 사용하여 연료 전지 출력 전압을 승압 시킨 후 인버터를 전원 시스템과 연계시키는 것이 일반적이다. 본 논문에서는 승압이 가능한 Z-소스 인버터를 이용한 시스템을 구성하였다. 특히 상대적으로 전력이 높은 시스템에 사용되는 경우 병렬 운전을 필요로 한다.

Z-소스 인버터의 병렬 운전은 파라미터 불일치 때문에 전류의 불균형, 순환 전류 발생, 전력 불평형과

[†]교신저자 : 정희원, 중앙대 전자전기공학부 교수

E-mail : yhkim@cau.ac.kr

*정희원, 중앙대 대학원 전자전기공학부 졸업(석사)

접수일자 : 2005. 2. 5 1차 심사 : 2005. 5. 3

2차 심사 : 2005. 6. 29 3차 심사 : 2005. 7. 25

심사완료 : 2005. 8. 25

같은 문제를 야기 시킬 수 있다. 본 논문에서는 연료 전지 시스템위한 Z-소스 인버터로 구성된 병렬 운전 시스템에서 발생하는 순환 전류 문제를 해결하기 위한 보상 기법을 제안하고 이를 시뮬레이션과 실험을 통해 입증하였다.

2. Z-소스 인버터 구조

Z-소스 인버터는 구조적으로 일반적인 인버터의 단점들을 보완하도록 개선된 토폴로지이다^[1]. Z-소스 인버터의 독특한 특징 중의 하나는 단순히 인버터의 스위칭 패턴을 제어함으로 출력 전압을 승압, 감압할 수 있다는 것이다. 결과적으로 이는 Z-소스 인버터가 전압 승압을 위해 추가적인 DC/DC 부스트 컨버터가 필요하지 않다는 것이다.

2.1 Z-소스 인버터의 구성

그림 1은 Z-소스 인버터 토폴로지를 나타낸다. 인버터 한 레그의 상위, 하위 스위치가 동시에 턴-온 되는 스위칭 패턴은 회로가 이 구간 동안 shoot-through 상태가 되어 Z-소스 네트워크에서 인덕터에 에너지가 축적되어 출력 전압을 입력전압보다 더 크게 만들 수 있게 된다. Z-소스 인버터는 shoot-through 구간의 스위칭 제어를 통해 buck-boost 인버터로 운전 될 수 있다.

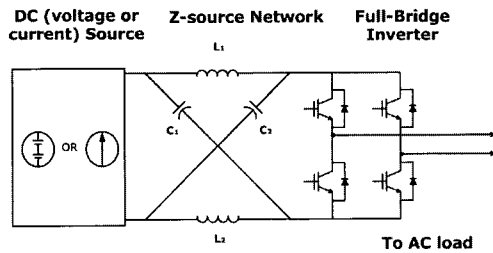


그림 1 Z-소스 인버터 토폴로지
Fig. 1 A Z-source inverter topology

3. 연료 전지 시스템을 위한 Z-소스 인버터로 구성된 병렬 운전 시스템

그림 2는 연료 전지 시스템을 포함한 Z-소스 인버터로 구성된 병렬 운전 토폴로지를 나타낸다. 병렬 운전은 두 개의 다른 시스템이 하나의 부하에 병렬로 연결된 것을 의미한다. 만약 Z-소스 네트워크 L, C의 파라메타와 각 시스템의 스위칭 시간이 완전히 일치하지 않는다면 병렬 운전은 회로의 파라메타, 스위칭 시간

등의 불일치 때문에 전류의 불 평형, 순환 전류 발생, 전력 불 평형 과 같은 문제를 갖게 된다. 본 논문에서는 병렬 운전 시 발생하는 문제점 중 순환 전류를 분석하고 이를 보상하는 방법을 제시하였다.

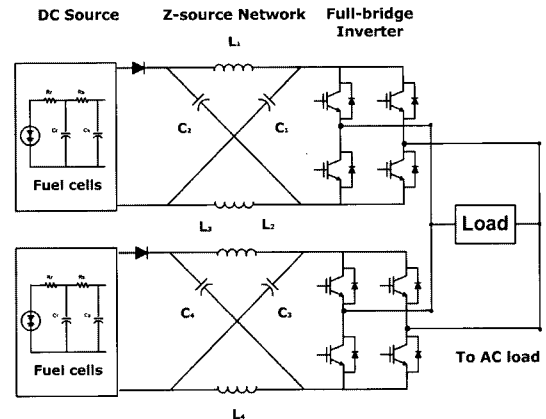


그림 2 연료 전지 시스템을 포함한 Z-소스 인버터로 구성된 병렬 운전 토폴로지
Fig. 2 A parallel operation topology consisted of Z-source inverters with fuel cell systems

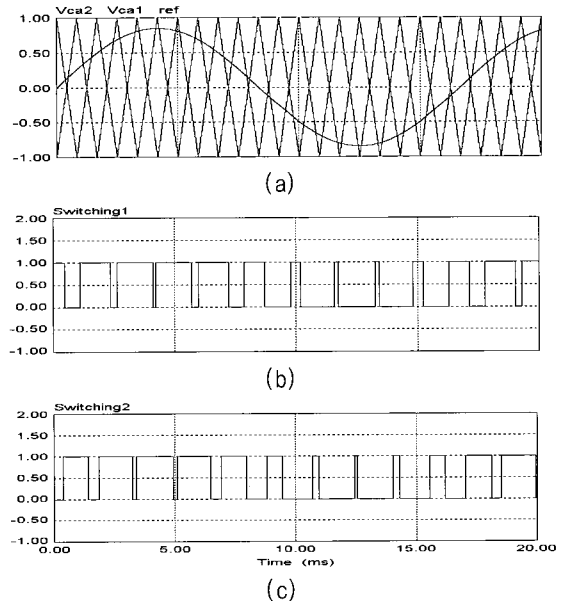


그림 3 Carrier phase shifted SPWM
(a)두 개의 삼각파 캐리어와 기준 신호
(b)상위 인버터의 스위칭 신호
(c)하위 인버터의 스위칭 신호
Fig. 3 Carrier phase shifted SPWM
(a)Two carrier saw-tooth and reference signals
(b)Switching signal of the upper inverter
(c)Switching signal of the lower inverter

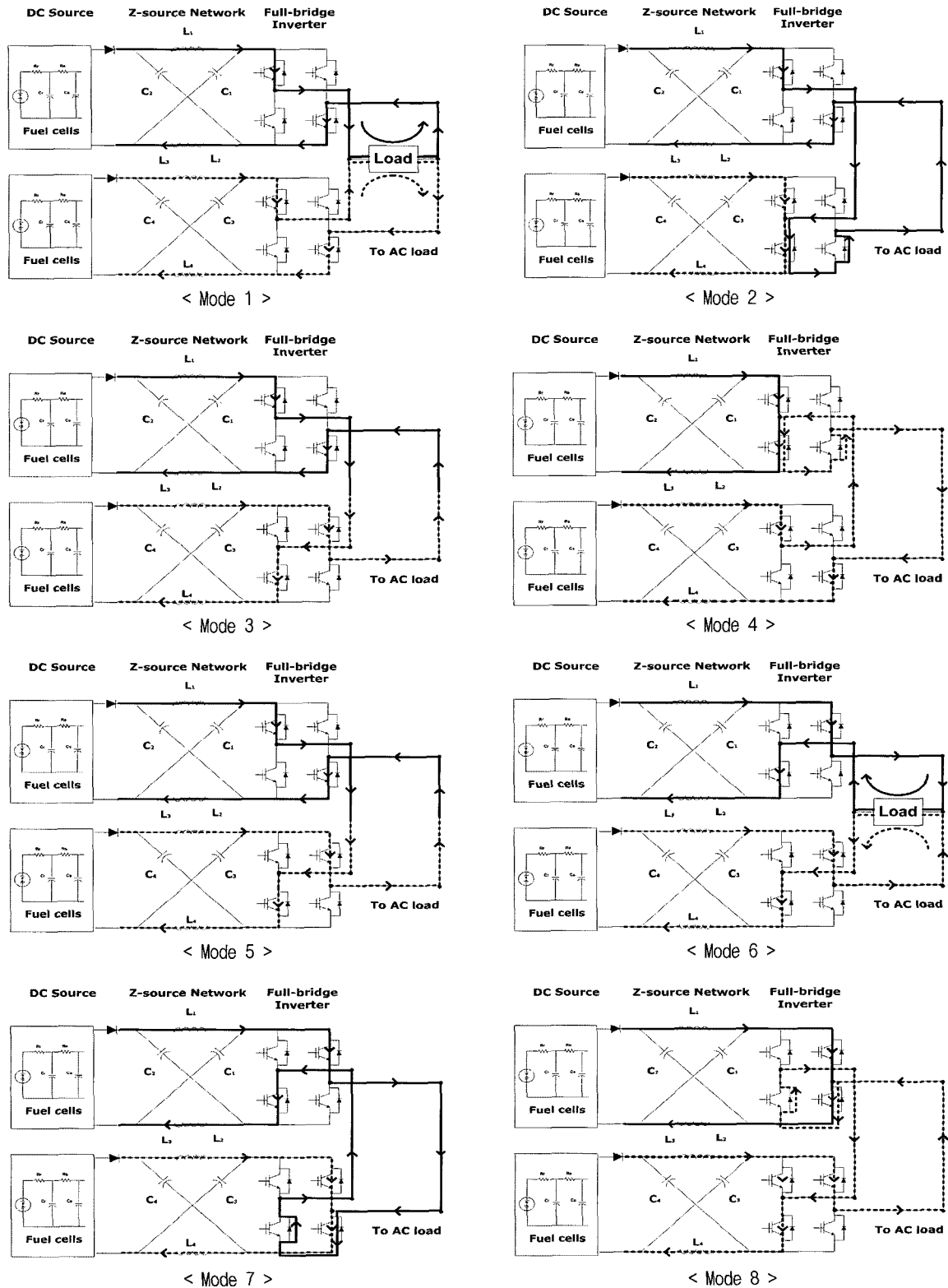


그림 4 Z-소스 인버터로 구성된 병렬 운전 시스템에서 운전 모드에 따른 전류 흐름
 Fig. 4 The current paths according to operation modes in parallel operation of Z-source inverters

3.1 Carrier Phase Shifted SPWM

그림 3은 carrier phase shifted SPWM을 나타낸다. 그림 3(a)는 두 개의 삼각파 캐리어 신호와 기준 신호를 보여주는데 삼각파와 캐리어 신호 중 하나는 다른 신호와 비교하여 180° 위상 이동 되었다. Carrier phase shifted SPWM 기법은 부하에 흐르는 전류에 고조파 성분을 줄이기 위해 적용된다.

고 전력 시스템에서 시스템이 효율적으로 운전하기 위해서는 삼각파와 캐리어 신호의 주파수(f_c)와 기준 신호의 주파수(f_m) 비(f_c/f_m)가 낮아야 한다. 고 전력 시스템에서 일반적인 SPWM 기법을 적용하는데 있어서의 단점을 보완하기 위해서 carrier phase shifted SPWM 을 사용한다^[2]. 병렬 운전 시스템에 carrier phase shifted SPWM의 사용은 부하로 흐르는 전류의 고조파 성분을 줄일 수 있으나, 이는 Z-소스 인버터 시스템에서는 파라미터의 불일치, 스위칭 시간의 불일치 등으로 인하여 순환 전류 문제를 발생시킨다.

3.2 순환 전류

일반적으로, 병렬 운전 시스템에서 공통 DC 소스를 사용하는 경우 파라미터와 스위칭 시간의 불일치가 발생할 때 하나의 인버터 출력 전류가 다른 인버터로 흐르게 된다. 다시 말해 두 인버터 시스템은 공통 소스와 부하 사이에 하나의 전원으로 연결되어 각 인버터의 출력 전류가 공통 부하로만 모두 흐르게 되는 것이 아니라 인버터의 출력 전류가 연결된 또 다른 인버터에 흐르게 된다. 이러한 전류를 순환 전류라고 정의한다. Z-소스 인버터 시스템은 일반적인 인버터 시스템과 비교할 때 많은 장점을 가진다. 그러나 Z-소스 인버터로 구성된 병렬 운전의 경우 몇 가지 문제점을 갖는다. 그 중 하나는 순환 전류 문제이다. Z-소스 인버터로 구성된 병렬 운전 시스템의 경우, 특히 Z-소스 네트워크는 시스템이 공통 DC 소스를 가지고 있지 않은 경우에도 순환 전류를 흐르게 하는 폐 루프를 형성하는 역할을 한다.

Z-소스 인버터로 구성된 병렬 운전 시스템에서 운전 모드에 따른 전류 흐름은 그림 4와 같다. 순환 전류는 모드 2, 모드 3, 모드 4, 모드 5, 모드 7, 모드 8에서 발생하는데 순환 전류가 발생하는 이유는 풀-브리지에서 하나의 레그의 상위, 하위 스위치가 동시에 턴-온 되어 폐 루프가 만들어지기 때문이다. 특히 모드 2, 모드 4, 모드 7, 모드 8은 인버터 스위칭 소자 중 정격 전류의 두 배인 전류가 흐르게 되어 스위칭 소자가 손상을 입을 수도 있다.

3.2.1 출력 전류가 양일 때

두 인버터의 합성된 출력 전류가 양의 값을 가질 때, 병렬 운전 모드의 시퀀스는 다음과 같다; 모드 3 → 모드 2 → 모드 1 → 모드 4 → 모드 5 → 모드 4 → 모드 1 → 모드 2. 이것은 출력 전류가 양의 값을 갖는 구간 동안 반복적으로 주기를 가지며 나타난다.

3.2.2 출력 전류가 음일 때

두 인버터의 합성된 출력 전류가 음의 값을 가질 때, 병렬 운전 모드의 시퀀스는 다음과 같다; 모드 3 → 모드 8 → 모드 6 → 모드 7 → 모드 5 → 모드 7 → 모드 6 → 모드 8. 이것은 출력 전류가 음의 값을 갖는 구간 동안 반복적으로 주기를 가지며 나타난다.

3.3 순환 전류의 보상 기법

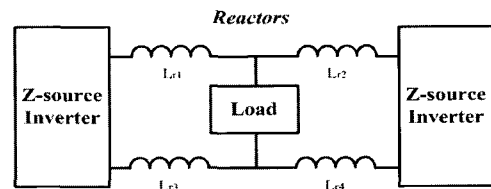


그림 5 리액터를 포함한 병렬 운전 시스템
Fig. 5 The parallel operation systems with reactors

각 인버터를 통해 흐르는 순환 전류를 감소시키기 위해 리액터를 Z-소스 인버터의 출력단 양단에 설치하였다. 그림 5는 순환 전류를 완화하기 위해 리액터를 포함한 병렬 운전 시스템을 나타낸다. L_{11} 에서 L_{44} 는 리액터이다.

4. 시뮬레이션 결과

Z-소스 인버터로 구성된 병렬 운전 시스템에서 carrier phase shifted SPWM 기법을 사용함으로써 발생하는 순환 전류를 감소시키기 위한 리액터 사용의 타당성을 확인하기 위해 PSIM을 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다.

4.1 시뮬레이션 조건

시뮬레이션을 위한 시스템 파라미터는 다음과 같다. $V_{Ideal_fuel_cell}=48V$, Z-소스 네트워크 파라미터 $L_1=L_2=L_3=L_4=L=160\mu H$, $C_1=C_2=C_3=C_4=C=1000\mu F$ 이다. 변조 지수 M 은 0.85로 설정하고, shoot-through 구간 내 스위칭 주기 비율은 $T_0/T=0.1014$ 로, 스위칭 주파수는 2.4 kHz로 설정한다. 부하는 4.5Ω인 저항성 부하이다. 연료

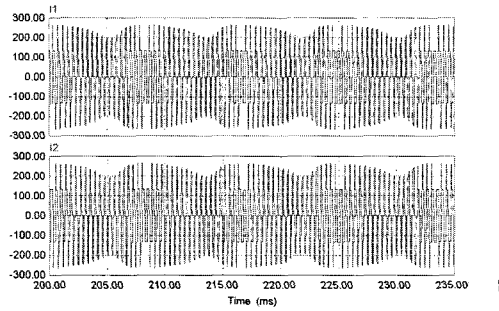


그림 6 리액터를 포함하지 않았을 때의 순환 전류 (100A/div, 5ms)

Fig. 6 Circulating current without reactors

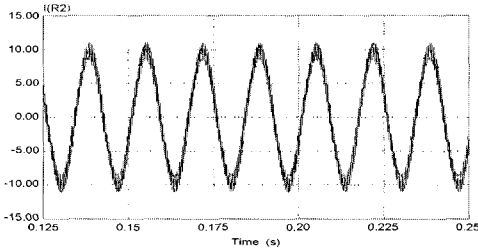


그림 7 Carrier phase shifted SPWM을 사용하지 않았을 때의 부하 전류 (5A/div, 25ms)

Fig. 7 Load current without carrier phase shifted SPWM

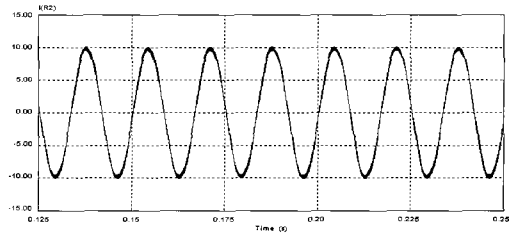
전지 시스템의 등가회로 파라메타는 $R_r=0.3\Omega$, $R_s=0.1\Omega$, $C_r=21.4mF$, $C_s=2.2mF$ 이다^[5]. 리액터 값은 $L_{r1}=L_{r2}=L_{r3}=L_{r4}=3mH$ 이다.

부하 전류의 고조파 성분을 줄이기 위해 각 인버터의 스위칭 방식은 carrier phase shifted SPWM 기법을 사용하였다.

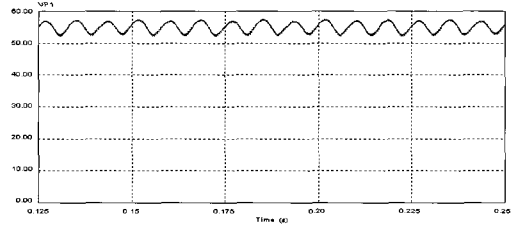
4.2 병렬 운전 시스템에서의 순환전류

그림 6은 carrier phase shifted SPWM을 사용시 Z-소스 인버터 사이에 흐르는 순환 전류를 나타낸다. 커패시터와 각 인버터 사이에 흐르는 순환전류의 크기를 살펴보기 위해 병렬 운전 시스템의 부하 조건을 무 부하로 하여 이를 고찰하였다.

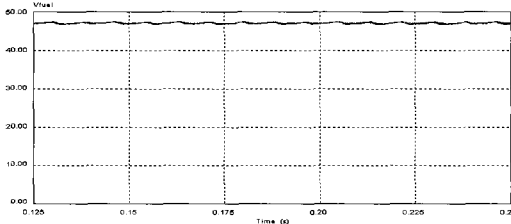
I_1 는 상위 인버터로 흐르는 순환 전류이고 I_2 는 하위 인버터로 흐르는 순환 전류이다. 각 인버터로 흐르는 순환 전류의 피크 값은 약 260A 정도이다. 이 순환 전류가 인버터로 흐르게 되면 인버터 시스템의 효율이 낮아지고 스위칭 소자가 파괴 될 수도 있다. 그러므로 안정성을 위해 Z-소스 인버터로 구성된 병렬 운전 시스템에서 부하로 흐르는 전류의 고조파 성분을 줄이기 위해 carrier phase shifted SPWM을 사용 시 발생하는 순환 전류를 제거하거나 감소시켜야 한다.



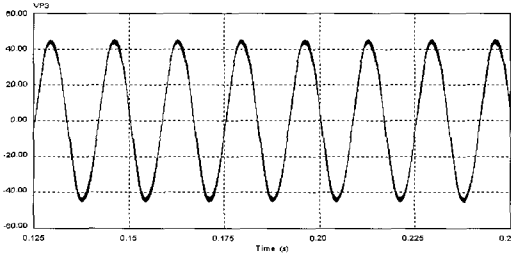
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 8 180° carrier phase shifted SPWM을 사용하였을 때의 파형

- (a) 부하전류
- (b) 커패시터 전압(V_{c2})
- (c) 연료전지 전압
- (d) 인버터 출력 전압

Fig. 8 Waveform with 180° carrier phase shifted SPWM

- (a) Load current
- (b) Capacitor voltage(V_{c2})
- (c) Fuel cell voltage
- (d) Inverter output voltage

4.3 순환전류 리액터를 포함한 병렬 운전 시스템

병렬 운전에서 carrier phase shifted SPWM을 사용함으로 발생하는 순환 전류를 막기 위해 리액터를 각 인버터의 출력 단 양단에 설치한다. 그림 7은 carrier

phase shifted SPWM를 사용하지 않았을 때 부하로 흐르는 전류를 나타낸다. 그림 8은 180° carrier phase shifted SPWM를 사용했을 때 부하로 흐르는 전류를 나타낸다. 두 가지 경우를 비교해 보면, 전류 리플은 carrier phase shifted SPWM을 사용했을 때 줄어들음을 알 수 있다. 그러나 carrier phase sifted SPWM은 순환 전류를 발생시킨다. 그러므로 각 인버터를 통해 흐르는 순환 전류를 완화하기 위해 Z-소스 인버터 각 출력 단 양단에 순환전류 리액터를 설치한다.

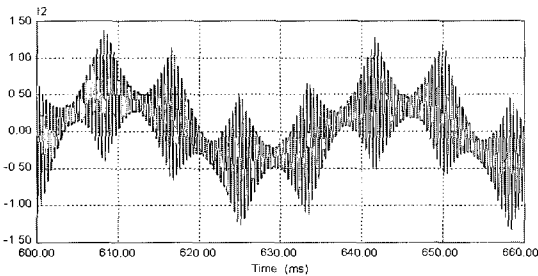


그림 9 순환전류 리액터로 감소된 순환 전류 (0.5A/div, 10ms)
Fig. 9 Circulating current decreased by circulating current reactors

그림 9는 순환전류 리액터를 설치하였을 때 인버터 간에 흐르는 순환 전류를 나타낸다. 그림 6과 비교할 때 각 Z-소스 인버터 사이에 흐르는 순환 전류는 리액터에 의해 약 1A이하로 줄어들음을 알 수 있다. 이는 리액터에 의해 순환 전류가 크게 감소되었음을 의미한다.

순환 전류를 완전히 제거할 수는 없지만 리액터를 통해 그 크기가 크게 줄어들음을 확인할 수 있다.

5. 실험 결과

시뮬레이션 결과를 입증하기 위해 실험을 수행하였다. 실험에 사용된 파라메타는 시뮬레이션의 파라메타와 동일하다. 그림 10은 carrier phase shifted SPWM을 사용하지 않았을 때 부하로 흐르는 전류를 나타낸다. 그림 11은 180° carrier phase shifted SPWM을 사용했을 때 부하로 흐르는 전류를 나타낸다. 그림 10과 비교할 때, carrier phase shifted SPWM을 사용한 부하 전류의 고조파 성분이 줄어들음을 확인할 수 있다. 그림 12는 무 부하시 리액터를 포함한 시스템의 순환 전류를 나타낸다. 순환 전류의 크기는 순환전류 리액터에 의해 시뮬레이션 결과와 유사하게 대폭 감소되었다.

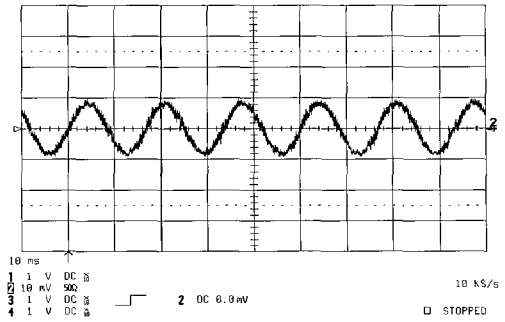


그림 10 Carrier phase shifted SPWM을 사용하지 않았을 때 부하 전류 (10A/div, 10ms)
Fig. 10 Load current without carrier phase shifted SPWM

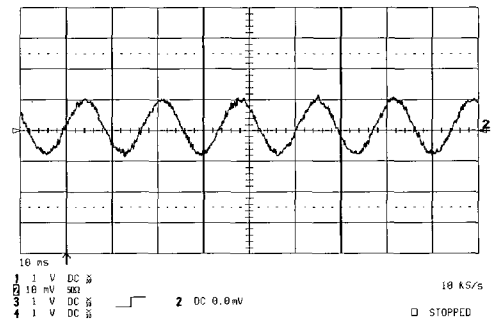


그림 11 180° Carrier phase shifted SPWM을 사용하였을 때 부하 전류 (10A/div, 10ms)
Fig. 11 Load current with 180° carrier phase shifted SPWM

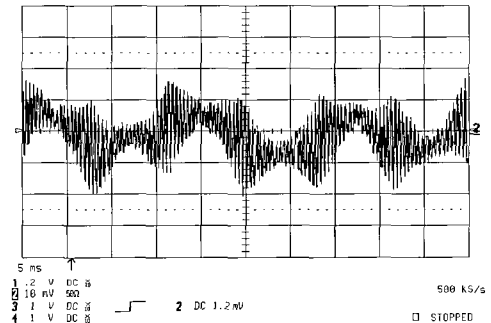


그림 12 리액터로 감소된 순환 전류 (1A/div, 5ms)
Fig. 12 The circulating current reduced by reactors (1A/div, 5ms)

6. 결 론

본 논문에서는 연료 전지를 위한 Z-소스로 구성된 병렬 운전 시스템을 제안 하였다. Carrier phase shifted SPWM은 부하 전류의 고조파 성분을 줄이는 장점을 갖는다. 그러나 carrier phase shifted SPWM은 상위, 하위 인버터의 스위칭 시간의 불일치와 Z-소스

네트워크의 X-모양의 독특한 구조 때문에 병렬 운전에서 순환 전류를 발생시킴을 확인 하였다. 인버터 출력단의 순환 전류를 대폭 감소시키며, 부하 전류 고조파 성분을 낮추고, 높은 성능을 유지하기 위해 순환 전류 리액터를 사용하였다.

시뮬레이션과 실험을 통하여 순환전류 리액터 방식이 Z-소스 인버터로 구성된 병렬 운전 시스템에서 carrier phase shifted SPWM을 사용함으로써 발생하는 순환 전류 문제를 해결할 수 있음을 확인 할 수 있었다.

이 논문은 산업자원부에서 시행한 전력산업 인프라 구축지원사업으로 수행된 논문입니다

참 고 문 헌

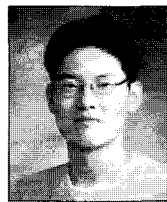
- [1] Fang Zheng Peng, "Z-source inverter", Industry Applications, IEEE Transactions on, Vol. 39, Issue: 2, March-April 2003, Pages: 504-510.
- [2] Z. C. Zhang, etc., "Multi-modular current-source SPWM converter for superconducting magnetic energy storage system", IEEE Trans on PE, Vol.8, No.3, 1993, Pages: 250-256.
- [3] Kawabata, T., Higashino, S., "Parallel operation of voltage source inverters", Industry Applications, IEEE Transactions on, Vol. 24, Issue: 2, March-April 1988, Pages: 281-287.
- [4] Yu Xiong; Yinhai Zhang, Kun Wei, Zhongchao Zhang, "Carrier phase-shifted SPWM based current-source multi-converter", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE , Vol. 1, 9-13 Feb. 2003, Pages: 89-93.
- [5] Yoon-Ho Kim, Sang-Sun Kim, "An electrical modeling and fuzzy logic control of a fuel cell generation system", Energy Conversion, IEEE Transactions on, Vol. 14, Issue: 2, Jun 1999, Pages: 239 - 244.
- [6] Munammad H. Rashid, "Power Electronics", 2nd Edition, Prentice Hall, 1993.
- [7] B. K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall PTR, 2002.

저 자 소 개



김윤호(金倫鎬)

1949년 6월 20일생. 1974년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 미국 Texas A&M대학 졸업(공학). 현재 중앙대 전자전기공학부 교수. 2003년 당 학회 회장 역임. 2004년~현재 당 학회 고문.



문현욱(文炫郁)

1979년 9월 7일생. 2003년 2월 중앙대 전자전기공학부 졸업. 2005년 2월 동 대학원 전자전기공학부 졸업(석사).



정은진(鄭銀珍)

1977년 9월 10일생. 2003년 2월 삼척대 컴퓨터응용제어공학과 졸업. 2005년 2월 중앙대 대학원 전자전기공학부 졸업(석사).