

병렬 삼상 부스트 컨버터에서 일반화된 순환전류 제어 방법

任昶淳*, 李貴俊*, 金來瑛**, 玄東石†

Generalized Circulating Current Control Method in Parallel Three-Phase Boost Converters

Chang-Soon Lim, Kui-Jun Lee, Rae-Young Kim, and Dong-Seok Hyun

요 약

본 논문은 병렬 삼상 부스트 컨버터에서 Interleaved PWM에 의해 발생하는 고 주파수 순환전류를 효과적으로 저감시키기 위해서, AC 입력단에 연결되는 삼상 결합 인덕터의 특성을 분석하였다. 제시된 삼상 결합 인덕터 분석은 삼상 결합 인덕터의 구조와 전압 방정식의 해석을 통하여 이루어졌다. 그리고 이것을 바탕으로 기존의 저 주파수 평균화 모델에 삼상 결합 인덕터를 추가하여, 고 주파수 순환전류와 저 주파수 순환전류를 동시에 저감시킬 수 있는 새로운 형태의 평균화 모델을 제안하였다. 새로운 평균화 모델의 영상성분을 이용하면, 삼상 결합 인덕터와 라인 인덕터의 순환전류에 대한 총 인덕턴스를 각각 구해 비교 할 수 있다. 시뮬레이션과 실험결과를 토대로 병렬 삼상 부스트 컨버터에서 사용되는 삼상 결합 인덕터의 유용성을 검증하였다.

ABSTRACT

This paper analyzes characteristic of the three-phase coupled inductor connected to ac source to effectively mitigate the high-frequency circulating current generated in parallel three-phase boost converters. The three-phase coupled inductor analysis presented in this paper uses the three-phase coupled inductor structure and voltage equations. Based on this analysis, the three-phase coupled inductor is added to the conventional low-frequency averaged model. As a result, the novel averaged model which can reduce the low and high-frequency circulating current simultaneously is developed. Using the zero-sequence component of the novel averaged model, each total inductance to the circulating current of the three-phase coupled inductor and line inductor can be obtained. Simulation and experiment results verify the usefulness of three-phase coupled inductor in parallel three-phase boost converters.

Key Words : Three-phase coupled inductor, Circulating current, Parallel three-phase boost converters.

1. 서 론

병렬 삼상 부스트 컨버터(Parallel Three-Phase Boost Converters)는 고전력, 모듈성, 고효율성, 작은 전류리플 등의 많은 장점을 가지고 있어, UPS(Uninterruptible Power Supplies), Motor Drives, PFC(Power Factor Correction)등 여러 응용분야에서 사용량이 증가되고 있다^[1-5].

하지만 이러한 병렬 삼상 컨버터 시스템에서 나타나는 가장 큰 문제점은 순환전류(Circulating Current)의

†교신저자 : 한양대 전기제어생체공학부 교수
E-mail : dshyun@hanyang.ac.kr

*정회원, 한양대 대학원 전기공학과 박사과정

**정회원, 한양대 전기제어생체공학부 조교수

접수일자 : 2010. 10. 26 1차 심사 : 2010. 12. 6

심사완료 : 2011. 3. 10

발생인데, 순환전류는 크게 저 주파수 순환전류(Low-Frequency Circulating Current)와 고 주파수 순환전류(High-Frequency Circulating Current)로 나눌 수 있다. 저 주파수 순환전류는 컨버터들 사이에 발생하는 불균형(라인 인덕턴스 차이, 듀티비 차이 등)에 의해서 발생하게 되고, 고 주파수 순환전류는 Interleaved PWM 방법을 적용하였을 때 발생하게 된다.

저 주파수 순환전류를 줄이기 위한 가장 간단한 방법은 입력(AC Source)단에 변압기를 달거나, 각각의 컨버터(모듈)에 분리된 입력 단을 사용하는 방법이다^[6-8]. 하지만 이러한 해결책들은 시스템에 추가적인 하드웨어를 달아야 하기 때문에 전체 시스템의 부피, 무게, 비용 등을 증가시킨다. 이에 대한 대안으로 외부에 추가적으로 하드웨어를 사용하지 않은 여러 순환전류 제어 방법들이 제안 되고 있다^[9-11].

고 주파수 순환전류는 스위칭 주파수와 동일한 주파수를 가지고 있기 때문에, 순환전류 제어기로 저감시킬 수 없다. 따라서, 고 주파수 순환전류를 저감시키기 위해서 추가적인 하드웨어 사용이 불가피한 상황이다. 최근에 이러한 문제를 해결하고자 병렬 시스템 입력단에 삼상 결합 인덕터를 추가해 고 주파수 순환전류를 저감시킨 방법이 제안되었다^[12]. 하지만, 실제 삼상 결합 인덕터는 고 주파수 순환전류뿐만 아니라 병렬 시스템 전체에도 영향을 미치게 되기 때문에, 삼상 결합 인덕터 특성 분석이 불가피 하다.

따라서, 본 논문에서는 삼상 결합 인덕터 분석을 통해 삼상 결합 인덕터의 순환전류 저감 원리에 대해 증명하였으며, 삼상 결합 인덕터의 전압 방정식을 이용해 누설 인덕턴스(Leakage Inductance)와 상호 인덕턴스(Mutual Inductance)가 각각 상 전류와 순환전류의 인덕턴스임을 제시하였다. 또한, 기존의 저 주파수 순환전류를 위한 평균화 모델에 삼상 결합 인덕터를 추가하여, 고 주파수 순환전류와 저 주파수 순환전류를 동시에 저감시킬 수 있는 새로운 모델을 제안하였다. 새로운 모델의 영상성분을 이용하면, 삼상 결합 인덕터(Three-Phase Coupled Inductor)와 라인 인덕터(Line Inductor)의 순환전류에 대한 총 인덕턴스를 각각 구해 비교할 수 있다. 시뮬레이션과 실험결과를 토대로 병렬 삼상 부스트 컨버터에서 사용되는 삼상 결합 인덕터의 유용성을 검증하였다.

2. 병렬 삼상 부스트 컨버터

병렬 삼상 부스트 컨버터 회로는 그림 1처럼 컨버터

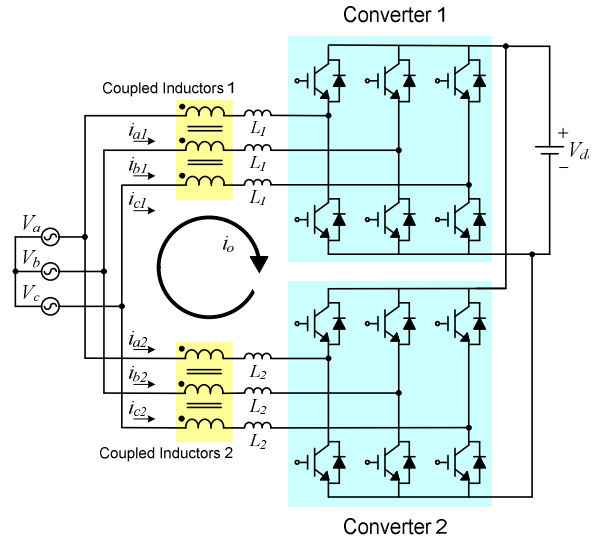


그림 1 삼상 결합 인덕터를 포함한 병렬 삼상 부스트 컨버터
Fig. 1 Parallel three-phase boost converters including three-phase coupled inductor

1과 컨버터2가 공통의 입력 단과 DC-Link단을 갖는다. 병렬 삼상 부스트 컨버터에서 사용된 Interleaved PWM은 컨버터1과 컨버터2의 carrier를 180도 위상차이가 나게 하는 방법이다. 이러한 PWM 방법이 가지는 장점은 컨버터1의 전류 리플과 컨버터2의 전류 리플이 서로 상쇄되어, 총 전류 리플이 줄어든다는 것이다. 하지만, Interleaved PWM에 의해 고 주파수 순환전류가 발생하게 되는데, 고 주파수 순환전류는 스위칭 주파수와 동일한 주파수를 갖기 때문에, 순환전류 제어기로 저감시킬 수 없다. 따라서, 고 주파수 순환전류를 저감시키기 위해서 2개의 삼상 결합 인덕터가 각각의 컨버터 입력단에 연결되었다. 순환전류 정의는 다음과 같이 나타낸다.

$$i_0 = i_{i0} + i_{h0} = i_{a1} + i_{b1} + i_{c1} = -(i_{a2} + i_{b2} + i_{c2}) \quad (1)$$

여기서 i_{i0} 와 i_{h0} 는 각각 저 주파수 순환전류와 고 주파수 순환전류이다.

3. 삼상 결합 인덕터

3.1 삼상 결합 인덕터의 구성

그림 2는 각 상에 대한 코일이 N번씩 Core에 감기었을 때, 각 상의 코일에 삼상(a상, b상, c상)의 전류가 흐르는 삼상 결합 인덕터 구조이다. 식 (2)-(4)처럼 삼

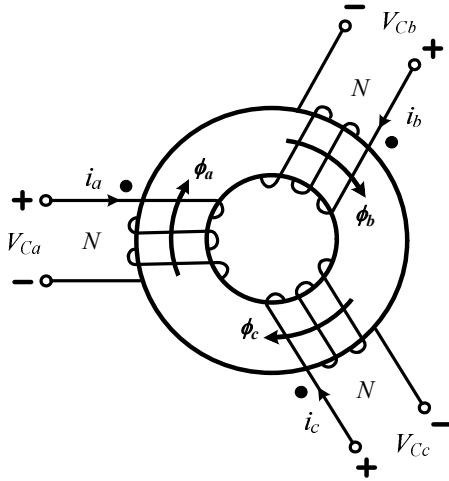


그림 2 삼상 결합 인덕터 구조
Fig. 2 Three-phase coupled inductor structure

상 결합 인덕터에는 총 세 개의 자속 방정식이 존재한다.

$$\phi_a = \phi_{aa} + \phi_{ba} + \phi_{ca} = \rho_{aa}N \cdot i_a + \rho_{ba}N \cdot i_a + \rho_{ca}N \cdot i_a \quad (2)$$

$$\phi_b = \phi_{ab} + \phi_{bb} + \phi_{cb} = \rho_{ab}N \cdot i_b + \rho_{bb}N \cdot i_b + \rho_{cb}N \cdot i_b \quad (3)$$

$$\phi_c = \phi_{ac} + \phi_{bc} + \phi_{cc} = \rho_{ac}N \cdot i_c + \rho_{bc}N \cdot i_c + \rho_{cc}N \cdot i_c \quad (4)$$

여기서

- ϕ_x 코일 x를 통과하는 총 자속
- ϕ_{xx} 코일 x에 흐르는 전류에 의해 생기고, 코일 x를 통과하는 자속
- ϕ_{yx} 코일 x에 흐르는 전류에 의해 생기고, 코일 y를 통과하는 자속
- ρ_{xx} ϕ_{xx} 의 permeance (투자도)
- ρ_{yx} ϕ_{yx} 의 permeance (투자도)

삼상 결합 인덕터가 이상적인 상태에 있다고 가정하면, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\rho_s = \rho_{aa} = \rho_{bb} = \rho_{cc} \quad (5)$$

$$\rho_m = \rho_{ab} = \rho_{ac} = \rho_{ba} = \rho_{bc} = \rho_{ca} = \rho_{cb} \quad (6)$$

따라서, ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c 의 합은 식 (7)과 같이 표현할 수 있다.

$$\phi_a + \phi_b + \phi_c = 2\rho_m N \cdot (i_a + i_b + i_c) \quad (7)$$

삼상 결합 인덕터에서 식 (7)은 평형 상태일 때 자속(flux)이 발생하지 않지만, 불 평형 상태일 때는 자속(flux)이 발생한다는 것을 의미한다.

3.2 삼상 결합 인덕터의 전압 방정식

삼상 결합 인덕터는 다음과 같이 세 개의 전압 방정식을 갖는다.

$$V_{Ca} = L_{aa} \frac{d}{dt} i_a + L_{ab} \frac{d}{dt} i_b + L_{ac} \frac{d}{dt} i_c \quad (8)$$

$$V_{Cb} = L_{ba} \frac{d}{dt} i_a + L_{bb} \frac{d}{dt} i_b + L_{bc} \frac{d}{dt} i_c \quad (9)$$

$$V_{Cc} = L_{ca} \frac{d}{dt} i_a + L_{cb} \frac{d}{dt} i_b + L_{cc} \frac{d}{dt} i_c \quad (10)$$

여기서

- L_{xx} 코일 x에 의해 생기는 자기 인덕턴스 (Self Inductance)
- L_{yx} 코일 x에 의해 생기는 상호 인덕턴스 (Mutual Inductance)

삼상 결합 인덕터가 이상적인(ideal)상태에 있다고 가정하면, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_s = L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} \quad (11)$$

$$L_m = L_{ab} = L_{ac} = L_{ba} = L_{bc} = L_{ca} = L_{cb} \quad (12)$$

따라서, 자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스의 관계는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$L_m = k_c \sqrt{L_s \cdot L_s} = k_c \cdot L_s \quad (13)$$

여기서

- k_c 결합 인덕터의 결합 계수

식 (11)-(13)을 이용하면, 삼상 결합 인덕터의 전압 방정식(8)-(10)을 다음과 같이 새롭게 나타낼 수 있다.

$$V_{Ca} = L_s(1-k_c) \frac{d}{dt} i_a + k_c \cdot L_s \frac{d}{dt} i_0 \quad (14)$$

$$V_{Cb} = L_s(1-k_c) \frac{d}{dt} i_b + k_c \cdot L_s \frac{d}{dt} i_0 \quad (15)$$

$$V_{Cc} = L_s(1-k_c) \frac{d}{dt} i_c + k_c \cdot L_s \frac{d}{dt} i_0 \quad (16)$$

여기서

- $L_s(1-k_c)$ 상 전류에 영향을 미치는 인덕턴스 성분 (누설 인덕턴스)
- $k_c \cdot L_s$ 순환전류에 영향을 미치는 인덕턴스 성분 (상호 인덕턴스)

식 (14)-(16)은 상 전류와 순환전류에 대한 인덕턴스가 삼상 결합 인덕터의 결합 계수에 의존한다는 것을 보여준다. 이 때 식(14)-(16)은 순환전류에 대한 공통의 인덕턴스 $k_c \cdot L_s$ 가 존재하는데, 영상 성분 전압을 a상, b상, c상 모두가 공통으로 가지고 있다는 것을 보여준다. 표 1은 결합 계수에 따른 인덕턴스 변화를 보여준다.

표 1 결합 계수에 따른 인덕턴스 변화
Table 1 Inductance change according to the coefficient of coupling

결합 계수 k_c	$L_s(1-k_c)$	$k_c \cdot L_s$
증가	감소	증가
감소	증가	감소

4. 병렬 삼상 부스트 컨버터 평균화 모델

4.1 기존의 병렬 삼상 부스트 컨버터 평균화 모델

일반적으로 단일 삼상 부스트 컨버터의 모델링 접근 방법은 3상 정지 좌표계에서 d-q 회전 좌표계로 바꾸는 것이다. 이 때 영상성분은 입력 전류와 출력 DC 전압에 영향을 미치지 않기 때문에, 삼상 부스트 컨버터 모델링에 반영되지 않았다. 하지만, 병렬 삼상 부스트 컨버터에서는 영상성분이 입력 전류와 출력 DC 전압에 영향을 미치기 때문에, 영상성분 또한 모델링에 포함 시켜야 한다.

따라서, 영상 성분을 포함한 병렬 삼상 부스트 컨버터를 모델링하기 위하여, Phase-Leg Averaging Technique이 사용 되었다^[10].

4.2 새로운 병렬 삼상 부스트 컨버터 평균화 모델

기존의 병렬 삼상 부스트 컨버터 평균화 모델에 삼상 결합 인덕터 전압 방정식(14)-(16)을 이용하여 새로운 병렬 삼상 부스트 컨버터 평균화 모델을 그림 3과 같이 제안하였다. 기존의 평균화 모델은 저 주파수 순환전류만 저감 시킬 수 있었지만, 새로운 평균화 모델은 고 주파수 순환전류와 저 주파수 순환전류를 동시

에 저감 시킬 수 있는 모델이다. 새로운 병렬 삼상 부스트 컨버터 평균화 모델의 입력단에서 세 개의 루프(loop) 방정식을 (17)-(19)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} & \frac{d_{z1} V_{dc}}{3} + d_{a1} V_{dc} + [L_1 + L_{s1}(1-k_{c1})] \frac{d}{dt} i_{a1} + k_{c1} L_{s1} \frac{d}{dt} i_{o1} \\ & = \frac{d_{z2} V_{dc}}{3} + d_{a2} V_{dc} + [L_2 + L_{s2}(1-k_{c2})] \frac{d}{dt} i_{a2} + k_{c2} L_{s2} \frac{d}{dt} i_{o2} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} & \frac{d_{z1} V_{dc}}{3} + d_{b1} V_{dc} + [L_1 + L_{s1}(1-k_{c1})] \frac{d}{dt} i_{b1} + k_{c1} L_{s1} \frac{d}{dt} i_{o1} \\ & = \frac{d_{z2} V_{dc}}{3} + d_{b2} V_{dc} + [L_2 + L_{s2}(1-k_{c2})] \frac{d}{dt} i_{b2} + k_{c2} L_{s2} \frac{d}{dt} i_{o2} \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} & \frac{d_{z1} V_{dc}}{3} + d_{c1} V_{dc} + [L_1 + L_{s1}(1-k_{c1})] \frac{d}{dt} i_{c1} + k_{c1} L_{s1} \frac{d}{dt} i_{o1} \\ & = \frac{d_{z2} V_{dc}}{3} + d_{c2} V_{dc} + [L_2 + L_{s2}(1-k_{c2})] \frac{d}{dt} i_{c2} + k_{c2} L_{s2} \frac{d}{dt} i_{o2} \end{aligned} \quad (19)$$

여기서

k_{c1} 삼상 결합 인덕터 1의 결합 계수

k_{c2} 삼상 결합 인덕터 2의 결합 계수

d_a, d_b, d_c 듀티 비(Duty Cycle)

d_z 영상성분 duty cycle ($= d_a + d_b + d_c$)

$$\begin{aligned} \dot{d}_a, \dot{d}_b, \dot{d}_c & \quad \dot{d}_a = d_a - \frac{d_z}{3} & \quad \dot{d}_b = d_b - \frac{d_z}{3} \\ & \quad \dot{d}_c = d_c - \frac{d_z}{3} \end{aligned}$$

I_a, I_b, I_c 평균값(averaged variables)

식 (17)-(19)를 합하고, 식 $i_a + i_b + i_c = i_0$ (불 평형 상태)를 이용하면 다음과 같이 식 (20)을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} & [L_1 + L_2 + L_{s1}(1+2k_{c1}) + L_{s2}(1+2k_{c2})] \frac{d}{dt} i_0 \\ & = (d_{z1} - d_{z2}) V_{dc} \end{aligned} \quad (20)$$

그림 4는 기존 병렬 삼상 부스트 컨버터 평균화 모델의 영상성분 동적 특성을 보여준다. 하지만, 식 (20)을 이용하면, 그림 5와 같은 새로운 병렬 삼상 부스트 컨버터 평균화 모델의 영상성분 동적 특성을 얻을 수

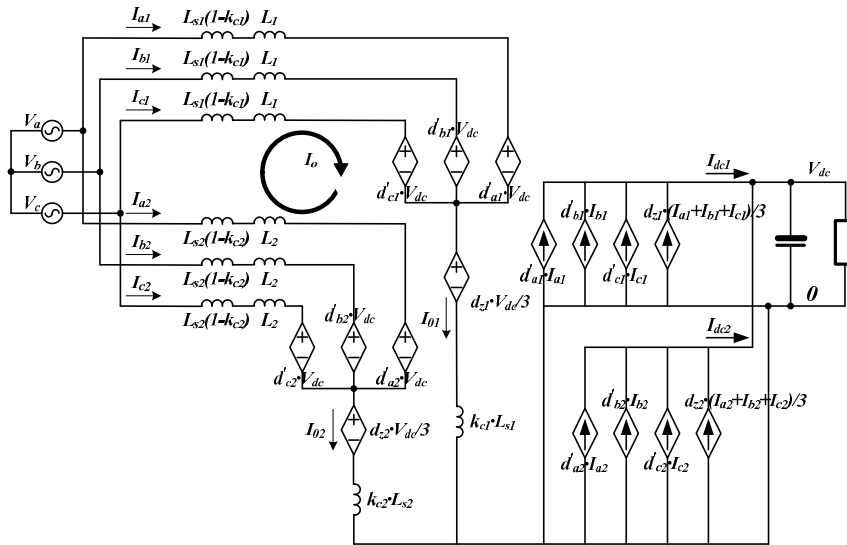


그림 3 새로운 병렬 삼상 부스트 컨버터 평균화 모델
Fig. 3 Novel averaged model of parallel three-phase boost converters

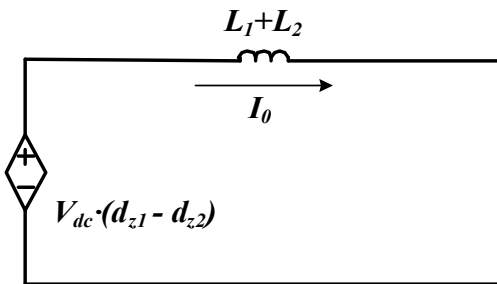


그림 4 기존 병렬 삼상 부스트 컨버터 평균화 모델의 영상 성분 동적 특성
Fig. 4 Zero-sequence dynamic of the conventional averaged model of parallel three-phase boost converters

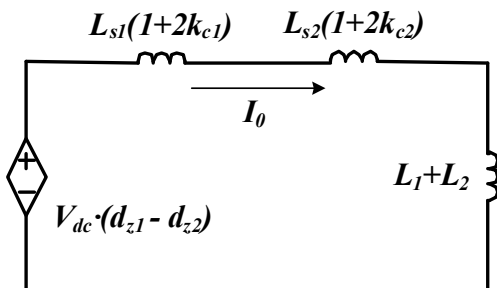


그림 5 새로운 병렬 삼상 부스트 컨버터 평균화 모델의 영상 성분 동적 특성
Fig. 5 Zero-sequence dynamic of the novel averaged model of parallel three-phase boost converters

있다. 그림 5는 기존 병렬 삼상 부스트 컨버터 평균화 모델의 영상성분 동적 특성과 다르게 결합 인덕터 부분이 추가 되었는데, 결합 인덕터의 결합 계수 k_{c1} , k_{c2} 가 크면 클수록 순환전류에 대한 인덕턴스 성분이 증가한다는 것을 보여주고 있다.

5. 시뮬레이션 및 실험 결과

5.1 시뮬레이션 결과

병렬 삼상 부스트 컨버터에서 순환전류 제어기와 삼상 결합 인덕터의 영향을 살펴보기 위해 시뮬레이션을 수행하였고, 시뮬레이션 및 실험에 사용된 조건은 표 2와 같다. 그림 6은 병렬 삼상 부스트 컨버터의 상전류와 순환전류 시뮬레이션 파형을 보여 준다. 여기서 발생한 순환전류는 시스템의 불균형과 Interleaved PWM에 의해서 저 주파수와 고 주파수를 동시에 갖는다. 그림 6(b)는 순환전류 제어기에 의해 저 주파수 순환전류만 저감된 파형이다. 그림 6(c)와 (d)는 삼상 결합 인덕터 때문에 고 주파수 순환전류와 저 주파수 순환전류가 동시에 저감된 파형이다. 하지만, 그림 6(d)는 순환전류 제어기도 같이 사용하였기 때문에, 그림 6(c)보다 저 주파수 순환전류가 더 저감된 것을 확인할 수 있다.

5.2 실험 결과

실험은 1.5kW급 프로토타입 컨버터 2개를 이용하여

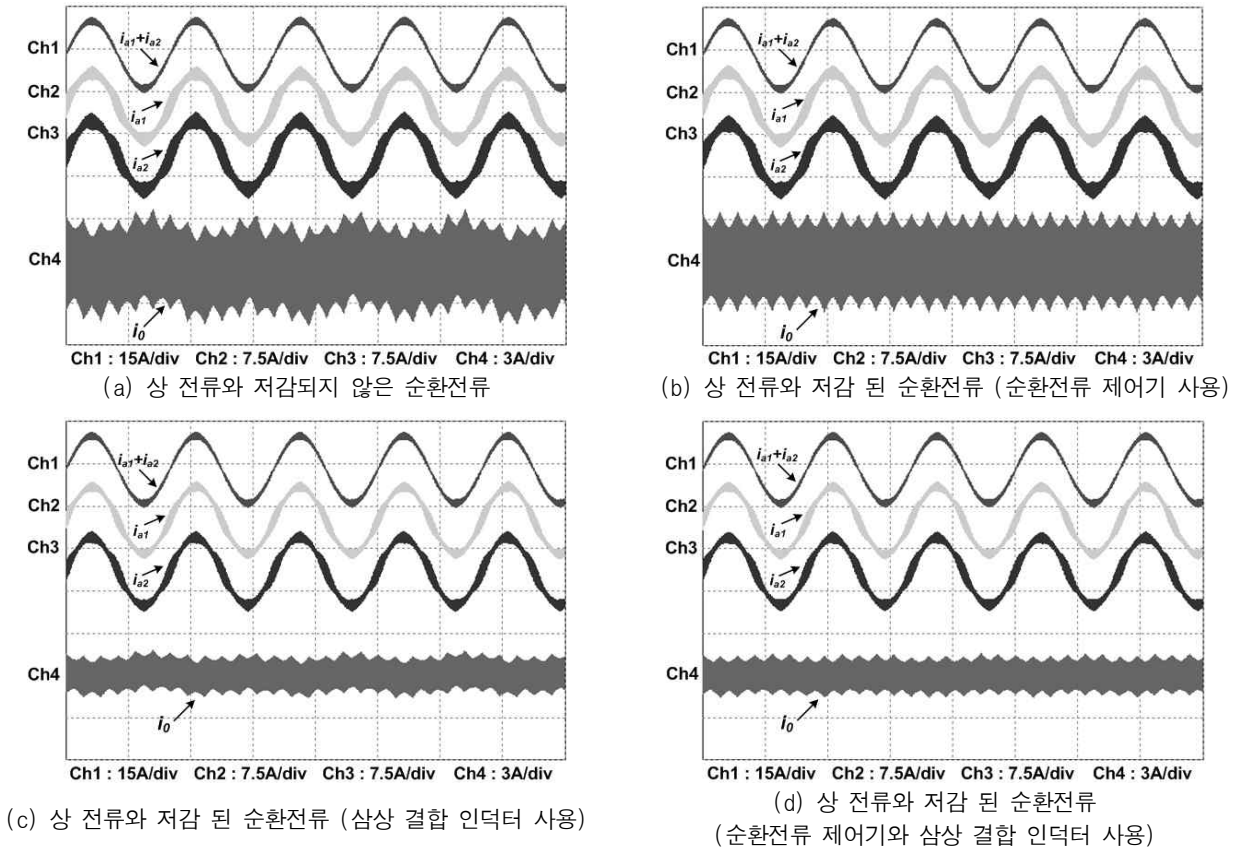


그림 6 상전류와 순환전류 시뮬레이션 파형

Fig. 6 Simulated waveforms for phase currents and the circulating current

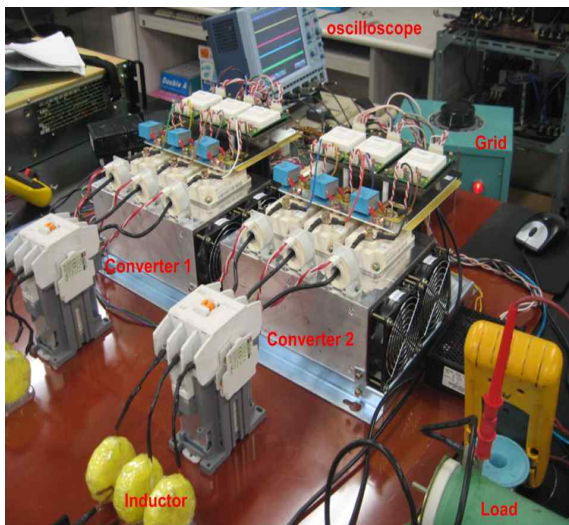


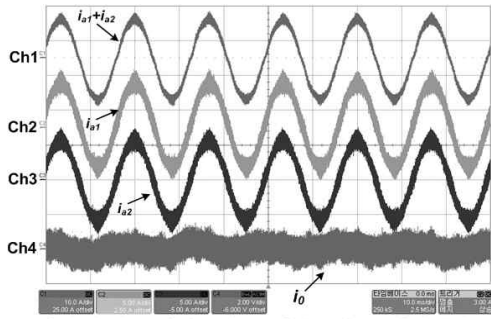
그림 7 병렬 삼상 부스트 컨버터 실험 장치

Fig. 7 Experimental setup for the parallel three-phase boost converters

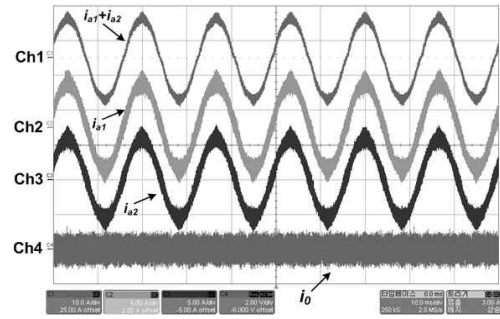
만든 3kW 병렬 삼상 부스트 컨버터로 수행 하였고, 제어기는 TMS320VC33 DSP를 이용하여 구현하였다. 그림 7은 실험실에 설치된 병렬 삼상 부스트 컨버터 실험 장치를 보여준다. 그림 8은 병렬 삼상 부스트 컨버터의 상전류와 순환전류 실험 파형을 보여준다. 시뮬레이션과 마찬가지로 실험 파형에서 Interleaved PWM에 의해 전체 상 전류($i_{a1}+i_{a2}$) 리플이 상 전류(i_{a1} , i_{a2})리플 보다 상당히 저감된 것을 확인 할 수 있었다. 하지만, 시스템 불균형에 의한 저 주파수 순환전류와 Interleaved PWM에 의한 고 주파수 순환전류가 동시에 발생한다. 이러한 순환전류를 저감시키기 위해서 순환전류 제어기와 삼상 결합 인덕터를 사용하였다. 그 결과, 실험 파형은 앞선 시뮬레이션 파형과 일치하는 동작 특성을 보여준다.

6. 결 론

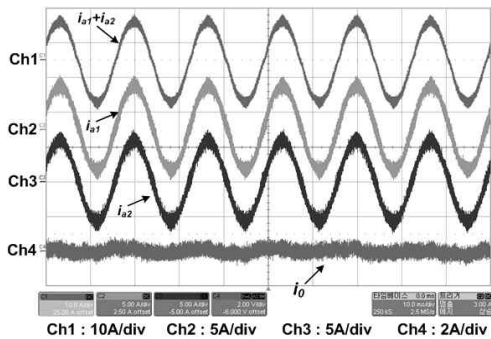
본 논문에서는 병렬 Interleaved 컨버터에서 발생하



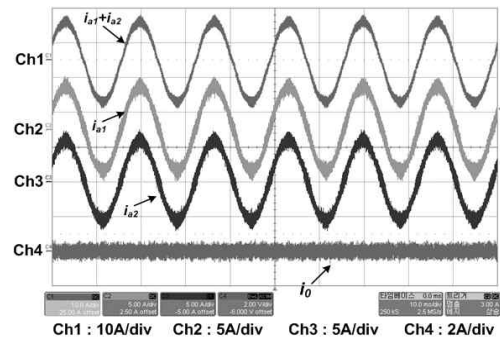
(a) 상 전류와 저감되지 않은 순환전류



(b) 상 전류와 저감 된 순환전류 (순환전류 제어기 사용)



(c) 상 전류와 저감 된 순환전류 (삼상 결합 인덕터 사용)



(d) 상 전류와 저감 된 순환전류 (순환전류 제어기와 삼상 결합 인덕터 사용)

그림 8 상전류와 순환전류 실험 파형

Fig. 8 Experimental waveforms for phase currents and the circulating current

표 2 시뮬레이션 및 실험 파라미터

Table 2 Simulation and experiment parameter

계통 입력 전압	220 [V _{rms}]
출력 전압	400 [V]
부하 저항	50 [Ω]
DC-Link 커패시턴스	2200 [μF]
샘플링 주파수	20 [kHz]
스위칭 주파수	10 [kHz]
Line 인덕턴스 1 (L _{1a} , L _{1b} , L _{1c})	2.5 2.0 2.0 [mH]
Line 인덕턴스 2 (L _{2a} , L _{2b} , L _{2c})	2.0 2.0 2.0 [mH]
자기 인덕턴스 1	1.0 1.0 1.0 [mH]
자기 인덕턴스 2	1.0 1.0 1.0 [mH]
결합 계수 (k _{e1} , k _{e2})	0.99, 0.99

는 고 주파수 순환전류를 효과적으로 저감시키기 위해서, 입력 단에 연결되는 삼상 결합 인덕터의 특성을 분석하였다. 삼상 결합 인덕터의 순환전류 저감 원리

에 대해 증명하였으며, 삼상 결합 인덕터의 전압 방정식을 이용해 누설 인덕턴스와 상호 인덕턴스가 각각 상 전류와 순환전류의 인덕턴스임을 제시하였다. 또한, 기존의 저 주파수 순환전류를 위한 평균화 모델에 삼상 결합 인덕터를 추가하여, 고 주파수 순환전류와 저 주파수 순환전류를 동시에 저감시킬 수 있는 새로운 모델을 제안하였다. 새로운 모델의 영상성분을 이용하면, 삼상 결합 인덕터와 라인 인덕터의 순환전류에 대한 총 인덕턴스를 각각 구해 비교할 수 있다. 시뮬레이션과 실험을 통해 고 주파수 순환전류는 삼상 결합 인덕터에 의해서만 저감이 되고, 저 주파수 순환전류는 순환전류 제어기와 삼상 결합 인덕터에 의해 저감이 되는 것을 확인하였다.

참고 문헌

[1] Y. Sato and T. Kataoka, "Simplified control strategy to improve ac-input-current waveform of parallel-connected current-type PWM rectifiers," *Proc. Inst. Elect. Eng.*, Vol. 142, pp. 246-254, July 1995.

- [2] J. W. Dixon and B. T. Ooi, "Series and parallel operation of hysteresis current-controlled PWM rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 25, no. 4, pp. 644-651, 1989.
- [3] K. Matsui, "A pulsewidth modulated inverter with parallel-connected transistors by using current sharing reactors," in *Conf Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 1985, pp. 1015 - 1019.
- [4] S. Ogasawara, J. Takagaki, H. Akagi, and A. Nabae, "A novel control scheme of duplex current-controlled PWM inverters," in *Conf Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 1987, pp. 330 - 337.
- [5] K. Xing, F. C. Lee, D. Boroyevich, Z. Ye, and S. K. Mazumder, "The circulating current in paralleled three-phase boost PFC rectifiers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 5, pp. 250 - 256, Sep. 1999.
- [6] C. S. Lee *et al.*, "Parallel UPS with an instantaneous current sharing control," in *Proc. 24th Annu. Conf IEEE Ind. Electron. Soc.*, vol. 1, 1998, pp. 568 - 573.
- [7] Y. Komatsuzaki, "Cross current control for parallel operating three-phase inverter," in *Proc. 25th Annu. IEEE Power Electron. Spec.Conf.*, 1994, pp. 943 - 950.
- [8] T. Kawabata and S. Higashino, "Parallel operation of voltage source inverters," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 24, no. 2, pp. 281-287, 1988.
- [9] S. K. Mazumder "A novel discrete control strategy for independent stabilization of parallel three-phase boost converters by combining space-vector modulation with variable-structure control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, pp. 1070, Jul. 2003
- [10] Z. Ye , D. Boroyevich , J.-Y. Choi and F. C. Lee "Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, pp. 609, Sep. 2002.
- [11] K. Xing, F. C. Lee, D. Borojevic, Z. Ye, and S. Mazumder, "Interleaved PWM with discontinuous space-vector modulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 5, pp. 906 - 917, Sep. 1999.
- [12] L. Asiminoaei, E. Aeloiza, P. N. Enjeti, and F. Blaabjerg, "Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1175 - 1189, Mar. 2008.

저 자 소 개



임창순(任昶淳)

1984년 9월 11일생. 2009년 숭실대 정보통신전자공학부 졸업. 2011년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2011년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



이귀준(李貴俊)

1979년 7월 19일생. 2005년 한양대 전자전기컴퓨터공학부 졸업. 2005년~현재 한양대 대학원 전기공학과 석박사통합과정.



김래영(金來瑛)

1974년 6월 6일생. 1997년 한양대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2009년 미국 버지니아 공대 (Virginia Tech) 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1999년~2004년 효성 중공업 연구소 선임연구원. 2009년~2010년 미국 National Semiconductor Post Doc. Researcher. 2010년~현재 한양대 전기생체공학부 조교수. 당 학회 국문지 편집위원.



현동석(玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 원천공과대학 교환교수. 2003년 IEEE, Fellow Member. 1979년~현재 한양대 전기제어생체공학부 교수. 2000년 당 학회 회장 역임.