

# 초고속 및 대용량 전동기 구동을 위한 PWM 인버터 병렬 운전에 관한 연구

趙雲寬<sup>†</sup>, 任正植<sup>\*</sup>, 薛承基<sup>\*\*</sup>

## A Study on Parallel Operation of PWM Inverters for High Speed and High Power Motor Drive System

Un-Kwan Cho, Jung-Sik Yim, and Seung-Ki Sul

### 요 약

최근 초고속 전동기는 시스템의 크기를 줄이고 에너지 변환 효율을 높이고자 산업계에서 많이 쓰이고 있다. 그러나 초고속 전동기의 경우 상 인덕턴스( $L_s$ )가 기존의 저속 모터의 상 인덕턴스에 비해 매우 작기 때문에 PWM에 의한 전류 맥동이 커지게 되고, 이로 인해 철손이 기존의 저속 전동기에 비해 커지는 문제점이 존재한다. 본 논문에서는 9개의 결합 인덕터를 이용하여 3개의 PWM 인버터 병렬 운전 방법을 제안한다. 제안된 방법은 기존의 하나의 인버터를 사용할 때에 비해 전류 맥동은 크게 줄일 수 있으며, 인덕터에 의한 전압 강하는 방지할 수 있다. 본 논문에서는 제안한 시스템의 출력 전압을 수식을 통해 분석한 후, 실험 결과를 통해 유효성을 검증하였다.

### ABSTRACT

High speed motors have been widely used in industries to reduce system size and improve power conversion efficiency. However, the high speed motors sometimes suffer from core losses caused by PWM current ripple; noting that the phase inductance,  $L_s$ , of high speed motor is smaller than that of ordinary motors. In the proposed topology, three PWM inverters are connected in parallel through nine coupled inductors. Compared to the PWM current ripple of the conventional single inverter system, that of the proposed scheme can be conspicuously reduced without the voltage drop at the inductors. In this paper a theoretical analysis of the output voltage of the proposed topology is presented, and then the validity of the proposed method is verified by experimental results.

**Key Words** : Coupled inductor, PWM inverter, Parallel operation

### 1. 서 론

초고속 압축기, 송풍기등의 응용분야에서 에너지 변

환 효율을 높이고 유지·보수 비용을 줄이기 위해 전동기의 회전축에 임펠러(impeller)를 직접 연결하는 직결형(direct coupling) 구조로 시스템을 설계하는 경우가 많아지고 있다<sup>[1][4]</sup>. 이와 같은 시스템의 경우 용량이 수십 MW, 정격 속도는 수만 r/min에 이르기기도 하기 때문에 인버터의 운전 주파수는 수 kHz에 이르게 된다. 그러나 대용량 인버터의 경우 사용되는 전력용 반도체의 스위칭 손실로 인해 스위칭 주파수가 제한되어 있기 때문에 병렬 운전이 반드시 필요하게 된다.

<sup>†</sup>교신저자 : 학생회원, 서울대 전기컴퓨터공학부 석사과정  
E-mail : unkwancho@gmail.com

<sup>\*</sup>학생회원, 서울대 전기컴퓨터공학부 박사과정

<sup>\*\*</sup>정회원, 서울대 전기컴퓨터공학부 교수

접수일자 : 2009. 12. 31                      1차 심사 : 2010. 1. 25

2차 심사 : 2010. 3. 18                        3차 심사 : 2010. 5. 12

심사완료 : 2010. 5. 16

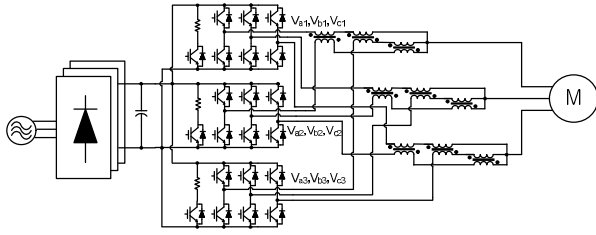


그림 1 제안한 결합 인덕터를 이용한 병렬 운전 방법  
Fig. 1 Proposed topology of parallel inverter with coupled inductor

초고속 전동기의 경우 상 인덕턴스( $L_s$ )가 기존의 저속 모터의 상 인덕턴스에 비해 매우 작기 때문에 PWM(Pulse width Modulation)에 의한 전류 맥동이 커지게 되고 이로 인해 철손 및 동손이 기존의 저속 전동기에 비해 커지는 문제점이 존재한다. 그리고 맥동전류는 속도뿐만 아니라 대용량 인버터의 제한된 스위칭 주파수로 인해 그 영향이 더욱더 커지게 된다. 본 논문에서는 이러한 손실을 야기하는 전류 맥동 성분은 줄이면서 전동기 구동 시스템의 용량을 증가시킬 수 있는 새로운 PWM 인버터 병렬 운전 방법을 제안한다. 제안된 병렬 운전 방법의 출력 전압을 수식을 이용하여 분석한 후, 실험 결과를 통해 제안된 방법의 유효성을 검증한다.

## 2. 제안된 병렬 운전 방법

### 2.1 전체 시스템의 구성

그림 1은 제안된 병렬 운전 방법의 회로도를 나타낸 것이다. 전체 시스템의 구성은 3개의 PWM 인버터의 출력단이 9개의 결합 인덕터와 연결되어 있으며, PWM 인버터는 스위칭에 의한 전류 맥동을 줄이고자 인터리빙 운전을 하게 된다. 인버터의 출력측에 연결되어 있는 결합 인덕터는 각 인버터의 출력 전류가 전동기 축으로 흐르게 될 경우 누설 인덕턴스로만 작용을 하여 인덕터에 의한 전압 강하를 최소화 하는 반면, 인터리빙 운전으로 인한 인버터간 순시적인 전압 차이로 인해 생성되는 순환 전류에 대해서는 자기 인덕턴스(self inductance)와 상호 인덕턴스(mutual inductance)의 합으로 작용을 하여 순환 전류를 최소화 하고자 한다.

### 2.2 결합 인덕터의 특징

그림 2는 제안한 방법에서 사용된 결합 인덕터의 등가 회로도를 나타낸 것이다. 그림 2에서  $v_1$ ,  $i_1$  그리고

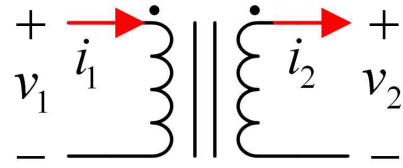


그림 2 결합 인덕터의 등가 회로도  
Fig. 2 Schematic diagram of coupled inductor

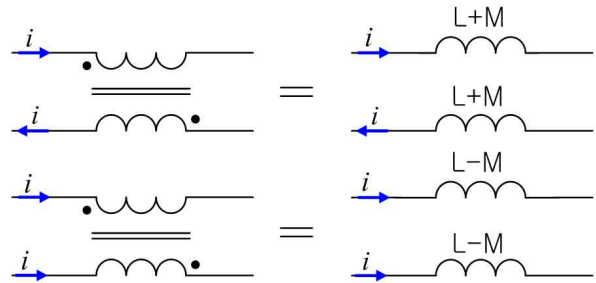


그림 3 전류 방향에 따른 결합 인덕터의 인덕턴스 변화  
Fig. 3 Effective inductance of coupled inductor

$v_2$ ,  $i_2$ 는 각각 결합 인덕터의 1차 및 2차 권선의 전압과 전류를 의미하고, 결합 인덕터의 전압 방정식은 다음과 같다

$$v_1 = L \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \quad (1)$$

$$v_2 = L \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_1}{dt} \quad (2)$$

위 식에서 L과 M은 결합 인덕터의 자기 인덕턴스(self inductance)와 상호 인덕턴스(mutual inductance)를 각각 나타낸다.

식 (1)과 (2)를 통해 그림 3과 같이 전류 방향에 따라 결합 인덕터의 인덕턴스가 달라짐을 알 수 있다. 전류가 서로 다른 방향으로 흐를 경우에는 결합 인덕터는 자기 인덕턴스와 상호(Mutual) 인덕턴스의 합으로 작용을 하게 되고, 전류가 같은 방향으로 흐를 경우에는 결합 인덕터가 자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스의 차, 즉 누설(Leakage) 인덕턴스로 작용을 하게 된다. 이와 같은 결합 인덕터의 특징을 이용하여 제안된 방법은 부하측으로 흐르는 기본과 전류에 대해서는 결합 인덕터의 영향을 최소화 하고자 하였고, 인터리빙 운전 즉 순시적인 극전압 차이로 인해 생성되는 순환 전류에 대해서는 결합 인덕터의 영향을 극대화하여 억제하고자 하였다.

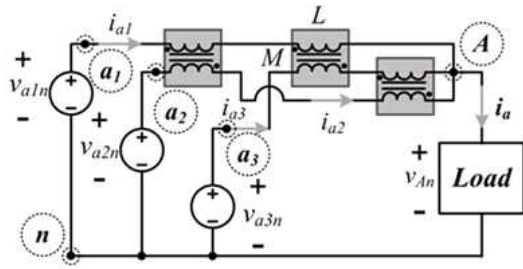


그림 4 제안한 병렬 운전 방법의 등가회로  
Fig. 4 Equivalent circuit of proposed topology

### 2.3 소신호 분석

그림 4는 제안한 병렬 운전 방법의 등가회로를 나타낸 것이다.  $v_{a1n}$ ,  $v_{a2n}$ ,  $v_{a3n}$ 은 각 인버터의 극 전압을 나타내고  $v_{An}$ 은 부하측의 극 전압을 나타낸다.  $i_{a1}$ ,  $i_{a2}$ ,  $i_{a3}$ 은 각 인버터의 출력 전류,  $i_a$ 는 부하측 전류를 나타내며, 각 극 전압과 출력 전류는 다음과 같은 관계식을 진다.

$$v_{a1n} - v_{An} = 2L \frac{di_{a1}}{dt} - M \frac{di_{a2}}{dt} - M \frac{di_{a3}}{dt} \quad (3)$$

$$v_{a2n} - v_{An} = 2L \frac{di_{a2}}{dt} - M \frac{di_{a1}}{dt} - M \frac{di_{a3}}{dt} \quad (4)$$

$$v_{a3n} - v_{An} = 2L \frac{di_{a3}}{dt} - M \frac{di_{a1}}{dt} - M \frac{di_{a2}}{dt} \quad (5)$$

위의 식에서 L과 M은 각각 결합 인덕터의 자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스를 의미한다. 전압 및 전류가 기본과 성분과 PWM에 의한 맥동 성분 두 가지로 구성되어 있다고 가정한다면 식(3)-(5)은 아래와 같이 다시 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} & \bar{v}_{a1n} + \tilde{v}_{a1n} - (\bar{v}_{An} + \tilde{v}_{An}) \\ &= 2L \frac{d}{dt}(\bar{i}_{a1} + \tilde{i}_{a1}) - M \frac{d}{dt}(\bar{i}_{a2} + \tilde{i}_{a2}) - M \frac{d}{dt}(\bar{i}_{a3} + \tilde{i}_{a3}) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} & \bar{v}_{a2n} + \tilde{v}_{a2n} - (\bar{v}_{An} + \tilde{v}_{An}) \\ &= 2L \frac{d}{dt}(\bar{i}_{a2} + \tilde{i}_{a2}) - M \frac{d}{dt}(\bar{i}_{a1} + \tilde{i}_{a1}) - M \frac{d}{dt}(\bar{i}_{a3} + \tilde{i}_{a3}) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} & \bar{v}_{a3n} + \tilde{v}_{a3n} - (\bar{v}_{An} + \tilde{v}_{An}) \\ &= 2L \frac{d}{dt}(\bar{i}_{a3} + \tilde{i}_{a3}) - M \frac{d}{dt}(\bar{i}_{a1} + \tilde{i}_{a1}) - M \frac{d}{dt}(\bar{i}_{a2} + \tilde{i}_{a2}) \end{aligned} \quad (8)$$

여기서  $\bar{v}_{a1n}$ ,  $\bar{v}_{a2n}$ ,  $\bar{v}_{a3n}$ ,  $\bar{v}_{An}$ ,  $\bar{i}_{a1}$ ,  $\bar{i}_{a2}$ ,  $\bar{i}_{a3}$ 은 기본과 성분을  $\tilde{v}_{a1n}$ ,  $\tilde{v}_{a2n}$ ,  $\tilde{v}_{a3n}$ ,  $\tilde{v}_{An}$ ,  $\tilde{i}_{a1}$ ,  $\tilde{i}_{a2}$ ,  $\tilde{i}_{a3}$ 은

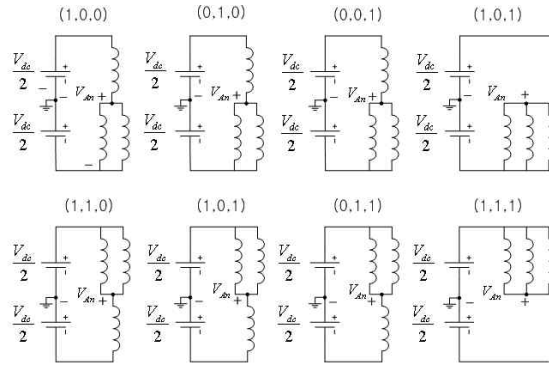


그림 5 스위칭 상태에 따른 등가회로  
Fig. 5 Equivalent circuit according to the switching state

PWM에 의한 맥동 성분을 나타낸다. 세 인버터가 같은 전압 지령을 가진다면  $\bar{v}_{a1n} = \bar{v}_{a2n} = \bar{v}_{a3n}$ ,  $\bar{i}_{a1} = \bar{i}_{a2} = \bar{i}_{a3} = \frac{1}{3} \bar{i}_a$ 와 같이 가정할 수 있고, 식(6)-(8)을 이용하여  $\bar{i}_a$ 와  $\bar{v}_{a1n}$ 와의 관계식을 구하면 다음과 같다.

$$\bar{v}_{a1n} - \bar{v}_{An} = \frac{2}{3}(L - M) \frac{d\bar{i}_a}{dt} \quad (9)$$

만약 결합 인덕터의 누설 인덕턴스(leakage inductance, L-M)가 매우 작다고 가정한다면 식(9)에 의해 결합 인덕터에서의 기본과 성분에 의한 전압 강하는 무시할 수 있다.

인터리빙 운전으로 인해 각 인버터간 출력전압의 순시적인 차이가 발생하고, 이로 인해 순환 전류가 생성된다. 순환 전류는 다음과 같은 관계식을 가지게 된다.

$$\tilde{v}_{a1n} - \tilde{v}_{a2n} = (2L + M) \frac{d}{dt}(\tilde{i}_{a1} - \tilde{i}_{a2}) \quad (10)$$

즉 식(10)에 의해 순환 전류는 결합 인덕터에 의해 제한될 수 있음을 알 수 있다.

### 2.4 출력 전압의 분석

기존의 하나의 인버터를 이용하여 구동할 경우에는  $-V_{dc}/2$ 와  $V_{dc}/2$  두 가지의 극전압을 출력으로 얻을 수 있다. 하지만 제안된 방법의 경우, 각상의 인덕턴스 값이 평형을 이루고 있다면, 인터리빙 운전으로 인해 4 단계의 극전압이 출력됨을 알 수 있다. 그림 5는 스

표 1 출력 극전압  
Table 1 Output pole voltage

State	$S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}$	$V_{An}$
0	(0, 0, 0)	$-V_{dc} / 2$
1	(0, 0, 1)	$-V_{dc} / 6$
2	(0, 1, 0)	$-V_{dc} / 6$
3	(1, 0, 0)	$-V_{dc} / 6$
4	(0, 1, 1)	$V_{dc} / 6$
5	(1, 0, 1)	$V_{dc} / 6$
6	(1, 1, 0)	$V_{dc} / 6$
7	(1, 1, 1)	$V_{dc} / 2$



상대 투자율	125
턴 수	12
자기 인덕턴스	56.0 $\mu$ H
상호 인덕턴스	55.5 $\mu$ H

그림 6 제작된 결합 인덕터와 제정수 값  
Fig. 6 Coupled inductor and parameters

위칭 상태에 따른 상당 등가회로를 나타낸 것이고, 이에 따른 출력 극전압은 표 1과 같다.

따라서 제안한 방법의 경우 스위칭 상태에 따라 총 4단계의 극전압  $-V_{dc}/2, -V_{dc}/6, V_{dc}/6, V_{dc}/2$ 을 출력할 수 있고, 이를 이용하여 스위칭 주기동안 출력 전압을 합성하게 됨을 알 수 있다. 이와 같은 총 4단계의 극전압을 조합하여 출력 선간 전압은  $-V_{dc}, -2V_{dc}/3, -V_{dc}/3, 0, V_{dc}/3, 2V_{dc}/3, V_{dc}$  와 같이 7단계의 전압이 출력된다.

따라서 기존의 하나의 인버터를 이용하여 구동할 때에 비해 여러 단계의 전압을 이용하여 출력 전압을 합성할 수 있기 때문에 출력 전류에 있어서도 맥동 성분이 기존의 방법에 비해 저감됨을 알 수 있다.

### 3. 실험 결과

제안된 방법의 타당성을 검증하기 위하여 결합 인덕터를 분말 자성코어(high-flux core)와 리츠 와이어(Litz wire)를 이용하여 제작하였다. 제작 설계 목표치를 57 $\mu$ H로 선정 후 그림 6과 같이 직접 제작하였고, RLC 미터를 이용하여 제정수를 측정하였다. 자기 인

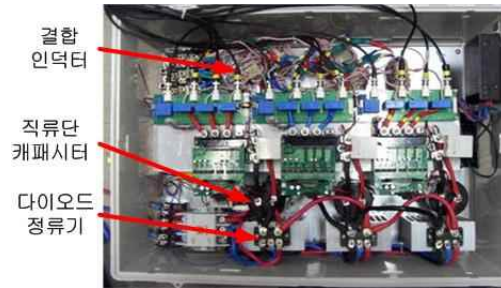


그림 7 제작된 프로토타입 인버터  
Fig. 7 Proto type inverter system



그림 8 실험 시스템의 구성  
Fig. 8 Configuration of experimental system

덕턴스의 경우 설계치와 유사한 56 $\mu$ H의 값을 얻을 수 있었고, 누설 인덕턴스는 자기 인덕턴스의 1%미만의 값인 0.5 $\mu$ H의 값을 얻을 수 있었다.

제작된 9개의 결합 인덕터를 이용하여 그림 7과 같이 프로토타입 인버터를 제작하였다. 제작된 인버터는 3개의 스위칭 소자 및 3개의 다이오드 정류기와 각각 연결되어 있으며, 9개의 결합 인덕터는 그림 1의 회로도도 와 같이 각각 스위칭 소자의 출력단에 연결되어 있다.

이와 같이 제작된 인버터를 이용하여 그림 8과 같이 유도기와 직류기로 구성된 시스템을 구동하였다. 실제 제어에는 유도기를 사용하였으며, 직류기로는 일정 출력을 모의하였다. 실험에 사용된 유도기의 제정수 값과 운전 조건은 각각 표 2, 3과 같다.

이와 같은 실험 조건 하에 하나의 인버터를 이용하여 유도기를 구동하였을 경우와 제안한 방법으로 구동하였을 경우에 대해 각각 실험을 수행하였다

그림 9는 하나의 인버터를 이용하여 유도기를 구동하였을 경우 상전류 파형과 FFT(Fast Fourier Transform)의 결과를 나타낸 것이고 그림 10은 제안한 병렬 운전 방법을 이용하여 유도기를 구동하였을 경우의 상전류 파형과 FFT의 결과를 나타낸 것이다.

표 2 유도기 제정수  
Table 2 Parameters of induction machine

정격 출력	22 kW
정격 전압	220 V
정격 전류	74.6 A
정격 속도	1765 r/min
극 수	4

표 3 실험 조건  
Table 3 Experimental condition

입력 선간 전압	220V
운전 속도	1,000 r/min
스위칭 주파수	10kHz
샘플링 주파수	20kHz
출력 파워	3 kW

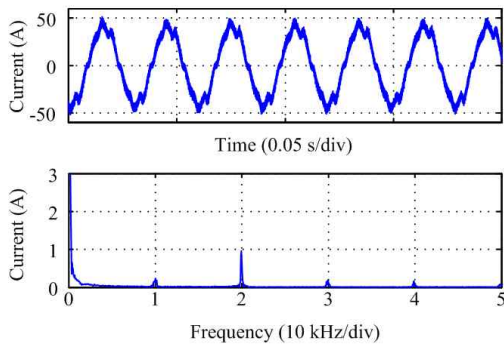


그림 9 하나의 인버터로 구동시 전동기 상전류와 FFT 파형  
Fig. 9 Motor phase current and FFT waveform with single PWM inverter

하나의 인버터를 이용하여 구동하였을 경우 상전류 파형에는 스위칭으로 인한 많은 전류의 맥동 성분이 포함되어 있는 것을 알 수 있고, FFT 결과에서도 샘플링 주파수에 해당하는 전류의 맥동 성분이 많이 포함되어 있는 것을 알 수 있다. 이에 반해 제안된 방법으로 구동하였을 경우에는 스위칭에 의한 전류의 맥동 성분이 현저히 감소함을 알 수 있다.

따라서 제안한 방법이 기존의 하나의 인버터를 이용하여 구동할 때에 비해 전류의 맥동성분을 감소시키는 데에 있어서 장점을 가지고 있다는 것을 보여준다.

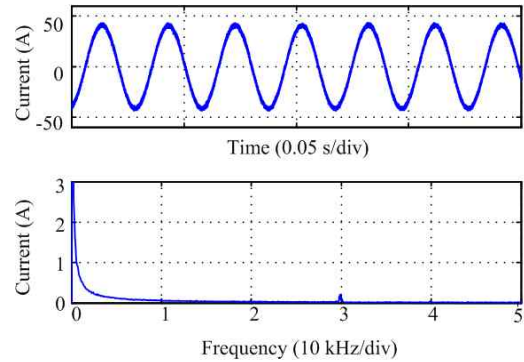


그림 10 제안한 방법으로 구동시 전동기 상전류와 FFT 파형  
Fig. 10 Motor phase current and FFT waveform with proposed topology

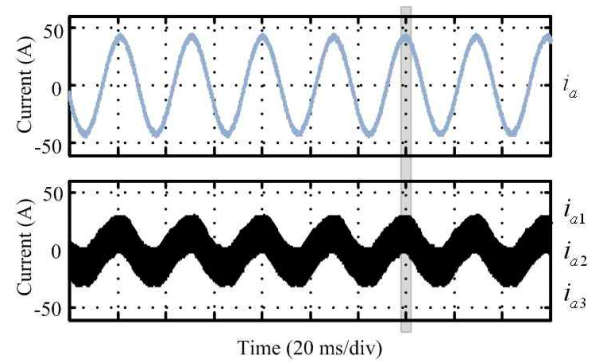


그림 11 제안한 방법으로 구동시 상전류( $i_a$ ) 및 각 인버터 출력 전류 파형( $i_{a1}, i_{a2}, i_{a3}$ )  
Fig. 11 Motor phase current( $i_a$ ) and inverter output current( $i_{a1}, i_{a2}, i_{a3}$ ) with proposed topology

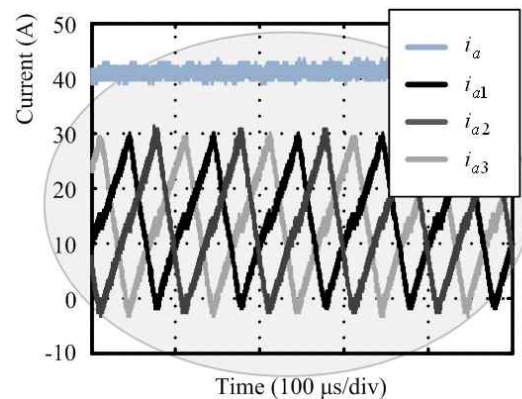


그림 12 그림 11의 확대 파형  
Fig. 12 Zoom-in waveforms of Fig. 11



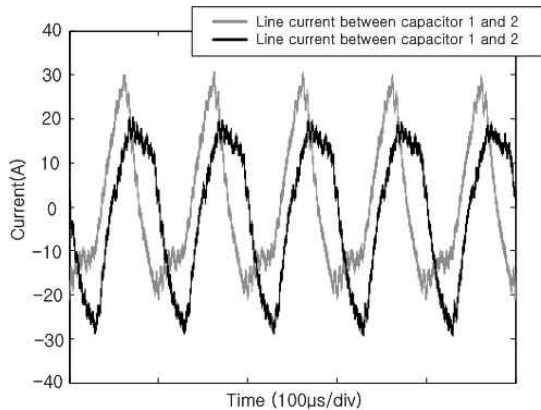


그림 13 0 kW 출력에서 직류단 캐패시터 사이의 순환 전류  
 Fig. 13 Line current between dc-link capacitor at 0 kW output

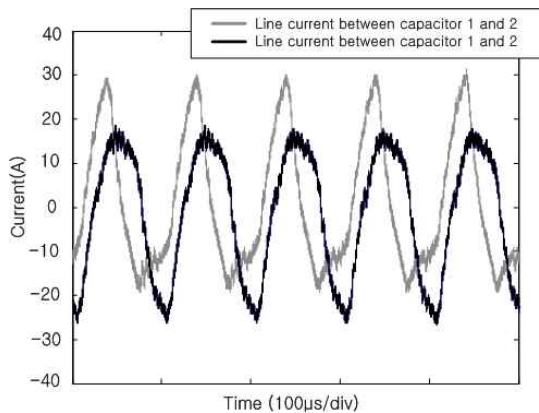


그림 14 3 kW 출력에서 직류단 캐패시터 사이의 순환 전류  
 Fig. 14 Line current between dc-link capacitor at 3 kW output

그림 11은 제안된 방법으로 구동하였을 경우의 상전류( $i_a$ ) 파형과 각 인버터의 출력 전류( $i_{a1}, i_{a2}, i_{a3}$ ) 파형을 나타내고 있으며, 그림 12는 그림 11의 확대파형을 나타낸다. 각 인버터의 출력 전류의 경우 30A 크기의 전류 맥동 성분을 가지고 있으며, 인터리빙 운전으로 인해 스위칭 주기의 1/3만큼 위상차가 되어 있음을 알 수 있다. 하지만 전동기의 입력 상전류의 경우 이와 같은 전류의 맥동 성분이 거의 사라진 정현파의 전류가 출력됨을 실험을 통해 알 수 있다.

그림 13과 14는 제안된 방법으로 유도기를 구동하였을 경우 각 인버터의 직류단 캐패시터를 연결한 선을 통해 흐르는 순환 전류의 파형을 나타낸 것이다. 그림 13은 0kW 출력에서의 파형을, 그림 14는 3kW 출력에서

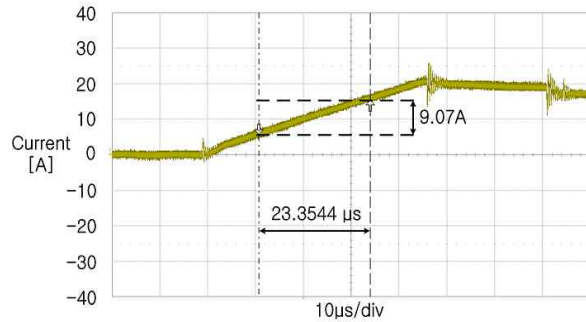


그림 15 하나의 인버터를 이용하여 구형파 전압을 인가하였을 경우 상전류 파형  
 Fig. 15 Current waveform when applying a step voltage with single inverter

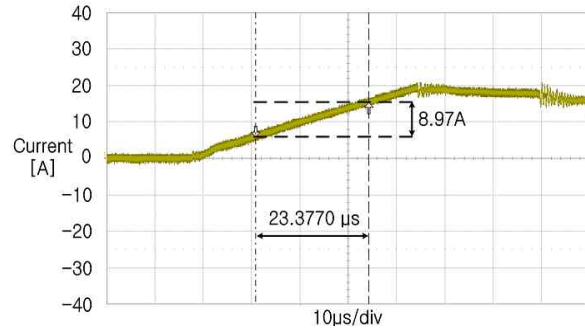


그림 16 제안한 방법을 이용하여 구형파 전압을 인가하였을 경우 상전류 파형  
 Fig. 16 Current waveform when applying a step voltage with proposed topology

서의 순환 전류 파형을 나타낸 것이다. 두 파형 모두 출력에 관계 없이 유사한 파형이 나타남을 알 수 있는데 이는 순환 전류가 인버터 사이에 출력 전압의 순시적인 차이에 의해 생성되기 때문에 출력 파워에 관계 없이 일정하게 생성됨을 알 수 있다.

전압 방정식을 통해 식 (11)과 같이 순환 전류의 크기를 계산할 수 있다.

$$i_{cir} = \frac{V_{dc}}{2\pi f_{sw} (2L + M)} \approx 31.1 [A] \quad (11)$$

실제 측정된 전류의 크기와 (11)에서 계산된 값과 유사함을 알 수 있고 이는 순환 전류의 크기는 전압 방정식을 통해 예측할 수 있고 결합 인덕터의 인덕턴스 값을 이용하여 제한이 가능함을 의미한다.

제안된 방법에서 이용한 결합 인덕터에서 발생하는 전압 강하를 측정하기 위해 인버터 출력 측에서 바라

표 4 측정된 인덕턴스 값  
Table 4 Measured inductance

	하나의 인버터로 구동시	제안된 방법으로 구동시
$\Delta t$	23.354 $\mu s$	23.377 $\mu s$
$\Delta i$	9.07 A	8.97 A
$L_{\sigma}$	534 $\mu H$	541 $\mu H$

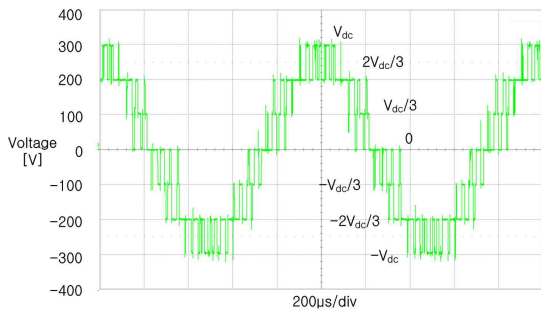


그림 17 제안한 방법의 출력 선간 전압 파형  
Fig. 17 Output line voltage of proposed method

본 인덕턴스의 값을 측정하였다. 측정 방법은 하나의 인버터를 이용하였을 경우에는 실험에 사용된 유도기의 입력 측에 구형파 전압을 인가하여 전류의 증감을 측정을 하였고, 이때의 인덕턴스의 값은 유도기의 고정자 과도 인덕턴스(Stator transient inductance),  $L_{\sigma}$ , 값을 의미한다. 제안된 방법을 이용하였을 경우에도 같은 방법으로 구형파 전압을 인가하여 전류의 증감을 측정하였고, 이때 측정된 인덕턴스의 값은 결합 인덕터의 인덕턴스와 유도기의 인덕턴스의 합을 의미한다.

그림 15는 하나의 인버터를 이용하였을 때의 전류 증감의 파형을 나타내고, 그림 16은 제안된 방법을 이용하였을 경우의 전류 증감의 파형을 나타낸다.

이와 같은 방법으로 측정된 인덕턴스의 값은 표 4와 같다. 두 경우 측정된 인덕턴스의 값은 차이는 6 $\mu H$ 로 자기 인덕턴스의 10% 정도의 매우 작은 값을 알 수 있다. 이와 같은 인덕턴스의 차이는 결합 인덕터의 누설 인덕턴스와 결합 인덕터 사이의 도선의 기생(Stray) 인덕턴스로 인해 생성된 값이라 예상된다.

따라서 이와 같은 값은 결합 인덕터의 자기 인덕턴스에 비해 매우 작은 값이므로 제안된 방법을 이용하면 결합 인덕터에서의 전압 강하는 최소화하면서, 전류의 맥동 성분을 줄일 수 있음을 의미한다.

그림 17은 제안된 병렬 운전 방법을 이용하여 150

V, 1kHz 정현파 전압 지령을 인가하였을 경우 출력 선간 전압 파형을 나타낸 것이다. 앞에서도 언급하였듯이 출력 전압은  $-V_{dc}$ ,  $-2V_{dc}/3$ ,  $-V_{dc}/3$ ,  $0$ ,  $V_{dc}/3$ ,  $2V_{dc}/3$ ,  $V_{dc}$  와 같이 7단계의 전압이 출력이 되고, 이로 인해 출력 전류의 맥동 성분은 현저히 줄어들음을 알 수 있다.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 PWM에 의한 전류 맥동을 줄이기 위해 결합 인덕터를 이용한 인버터 병렬 운전 방법을 제안하였다. 제안한 방법은 3개의 PWM 인버터가 9개의 결합 인덕터를 이용하여 연결된 구조이다. 인터리빙 운전으로 인해 부하로 출력되는 전류의 맥동 성분은 하나의 인버터를 이용하여 구동할 때에 비해 현저히 줄어들게 된다. 또한 결합 인덕터의 양단에 공통 모드 전류가 흐를 경우, 인덕터는 누설 인덕턴스만을 나타내게 되어 결합 인덕터에서의 전압 강하는 무시할 정도로 작음을 실험을 통해 검증하였다. 또한 인터리빙 운전으로 생성되는 순환 전류는 전압 방정식을 이용하여 예측이 가능하며, 결합 인덕터의 자기 인덕턴스 값을 이용하여 제한이 가능함을 확인하였다.

#### 참 고 문 헌

- [1] W. L. Soong et al., "Novel high speed induction motor for a commercial centrifugal compressor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, Issue 3, pp. 706-713, 2000, May/June.
- [2] M. Mekhiche, J. L. Kirtley, M. Tolikas, E. Ognibene, J. Kiley, E. Holmanský, and F. Nimblett, "High speed motor drive development for industry application", in *Conf. Rec. IEMD'99* pp. 244-248, 1999, May.
- [3] Bon-Ho Bae, Seung-Ki Sul, Jeong-Hyeck Kwon, Ji-Seob Byeon, "Implementation of Sensorless Vector Control for Super-High-Speed PMSM of Turbo-Compressor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, Issue 3, pp. 811-818, 2003, May/June.
- [4] Chen Liangliang, Xiao Lan, Hu Wenbin, Yan Yangguang, "Application of coupled inductors in parallel inverter system", *Electrical Machines and System, 2003. ICEMS 2003. Sixth International Conf.* Vol. 1, pp. 398-401, 2003, Nov.

## 저 자 소 개



### **조운관(趙雲寬)**

1982년 2월 13일생. 2008년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 2010년 동 대학원 전기컴퓨터공학부 졸업(석사). 2010년~현재 포스코 연구원.



### **임정식(任正植)**

1978년 4월 6일생. 2001년 서울대 공대 전기공학부 졸업. 2003년 동 대학원 전기컴퓨터공학부 졸업(석사). 2009년 동 대학원 전기컴퓨터공학부 졸업(공학박). 2009년~현재 R&D Dynamics(USA) 연구원



### **설승기(薛承基)**

1958년 5월 13일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1986년~1988년 University of Wisconsin, Madison 연구원. 1988년~1990년 LG산전 책임연구원. 2003년~2004년 Yaskawa Electric Corp. 상임연구고문. 1991년~현재 서울대 전기컴퓨터공학부 교수. 2005년~2007년 서울대 공대 부학장. 2008년~현재 기초전력원 원장. ICPE'11 General Chairman.