

# Modular Scalable Inverter System에서 캐리어 비동기시 고주파 전압 보상을 이용한 순환전류 저감 기법

최승연<sup>1</sup>, 강신원<sup>1</sup>, 임준혁<sup>1</sup>, 김래영<sup>†</sup>

## Circulating Current Reduction Method Using High Frequency Voltage Compensation in Asynchronous Carriers for Modular Scalable Inverter System

Seung-Yeon Choi<sup>1</sup>, Shin-Won Kang<sup>1</sup>, Jun-Hyuk Im<sup>1</sup>, and Rae-Young Kim<sup>†</sup>

### Abstract

This study proposes a circulating current reduction method that uses high-frequency voltage compensation when carrier phase difference occurs between two inverters in MSIS. In MSIS, inverters are configured in parallel to increase power capacity and to increase efficiency by using inverters only as needed. However, in the parallel inverter structure, circulating current is inevitably generated. Circulating current increases the stress on the switch, adversely affects the current control performance, and renders load sharing difficult. The proposed method compensates for the output voltage reference of the slave module by using the high-frequency voltage so that the switching pattern of each module is matched even in asynchronous carriers. The validity of the proposed method is verified by simulations and experiments with 600 W IPMSM.

**Key words:** Circulating current, IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor), MSIS(Modular Scalable Inverter System), Voltage compensation

### 1. 서 론

MSIS(Modular Scalable Inverter System)는 여러 대의 인버터 모듈을 병렬로 구성한 시스템으로써 필요한 부하에 따라 인버터를 선택적으로 사용할 수 있다. 이 시스템은 대용량 모터 드라이브나 무정전 전원공급장치, 재생 에너지 시스템 등에서 널리 사용되고 있다. 작은 용량의 인버터를 대량생산하여 필요한 정격만큼 병렬로 연결해서 사용하는 것이 수요가 적은 대용량 인버터 한 대를 사용하는 것보다 경제적인 면에서 유리하다. 또한 병렬로 구성되어 있는 인버터 시스템은 한 대에 이상이 생기더라도 나머지의 인버터를 통해 부하를 구동을 할 수가 있기 때문에 신뢰도가 높다. 그러나 병렬로 모듈을

구성하게 되면 순환전류가 발생하는 단점이 있다. 순환전류는 스위치에 스트레스를 증가 시키며, 전류 제어 성능에 악영향을 미칠 뿐만 아니라 부하분담을 어렵게 한다.

따라서 순환전류를 저감시키기 위해 여러 방법들이 연구되었다<sup>[1]-[14]</sup>. 순환전류를 저감시키는 방법들은 하드웨어적인 방법과 제어를 통해 저감시키는 방법으로 분류할 수 있다. 하드웨어적인 방법은 각 인버터와 부하부를 절연시켜 주는 변압기를 삽입하는 방법<sup>[1]</sup>과 높은 임피던스의 인덕터를 추가하는 방법<sup>[2]</sup> 등이 제안되었다. 그러나 이러한 방법들은 시스템의 부피와 비용을 증가시키는 단점이 있다. 또한 인덕터를 사용하는 방법은 인덕터에 높은 전압이 인가됨에 따라 부하단에서 이용할 수 있는 전압이 떨어지고 이에 따라 정격이 낮아지는 단점이 있다.

하드웨어적인 방법과 더불어 제어를 이용해 순환전류를 저감시키는 방법들도 활발히 연구되고 있다<sup>[3]-[10]</sup>. [3], [4]에서는 두 개의 인버터의 전압 벡터에 따른 순환전류 발생을 분석하여 순환전류가 가장 적게 발생하는 전압 벡터를 출력하는 방법을 제안하고 있다. [5]에서는 마스터 인버터에서 계산된 영상분 전압을 슬레이브 인버터의 SVPWM에 그대로 사용함으로써 마스터와 슬레

Paper number: TKPE-2019-24-2-1

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

<sup>†</sup> Corresponding author: rykim@hanyang.ac.kr, Dept. of Electrical Bio-Engineering, Hanyang University  
Tel: +82-2-2220-0341 Fax: +82-2-2220-0570

<sup>1</sup> Dept. of Electrical Engineering, HYPEC-EECS Lab., Hanyang University

Manuscript received Sep. 17, 2018; revised Oct. 30, 2018; accepted Nov. 17, 2018

— 본 논문은 2018년 전력전자학술대회 태양광논문상 수상논문임

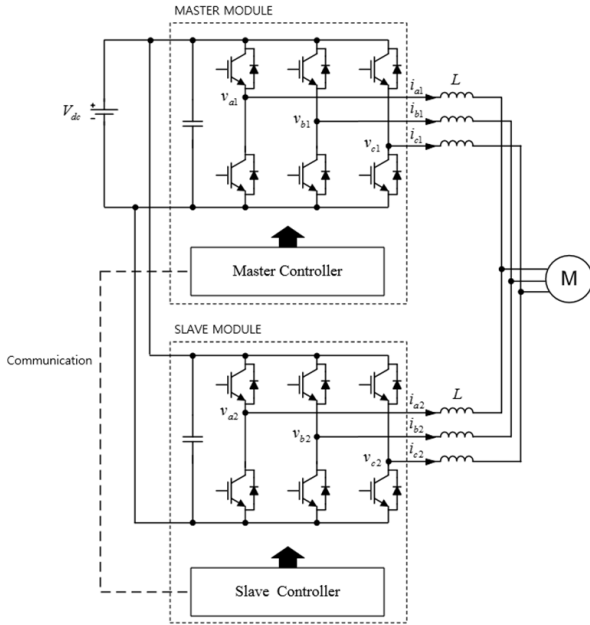


Fig. 1. Topology of MSIS.

이브 인버터의 영상분 전압을 같도록 하여 순환전류를 저감시키는 방법을 제안하고 있다. [6]–[10]에서는 영상분 PI 제어기 설계를 통해 순환전류를 저감시키는 방법을 제안하고 있다. 이러한 방법들은 저주파 성분의 순환전류를 효과적으로 저감할 수 있지만 고주파 성분의 순환전류를 저감시키지는 못한다. 따라서 고주파 성분의 순환전류를 저감하기 위한 여러 방법들 또한 제시되어 왔다<sup>[11]–[13]</sup>. 고주파 성분의 순환전류는 두 개의 독립된 Microcontroller를 사용하여 각각의 모듈을 제어하는 경우, 캐리어 간의 위상차에 의해서 발생한다. [11]에서는 이를 해소하기 위해 각 모듈에서 캐리어의 위상 정보를 수집하여, 마스터 모듈의 캐리어 위상과 비교한 후에 슬레이브 모듈의 캐리어 위상을 조절시켜 줌으로써 모든 모듈의 캐리어 위상을 동기화 시키는 방법을 제안하고 있다. 그러나 이 방법은 동기화를 위한 통신이 추가적으로 필요하다는 단점이 있다. [12], [13]에서는 순환전류의 변동분을 이용하여 캐리어의 위상차를 추정 한 후에 슬레이브 모듈의 캐리어의 주파수를 조절하는 방법을 제안하고 있다. 이 방법은 시스템의 성능이 순환전류 변동분의 한계치에 영향을 많이 받으며 한계치의 기준을 설정하기 어렵다. 또한 슬레이브 모듈의 스위칭 주파수가 일정하지 않으며, 제정수 오차에 민감하다.

본 논문에서는 이러한 단점들을 극복하기 위해 고주파 전압 보상을 이용한 순환전류 저감기법을 제안한다. 제안한 방법은 순환전류 변동분을 이용하여서 각 상의 스위칭 패턴간의 시간차를 추정한다. 그리고 추정한 스위칭 패턴 간의 시간차를 기반으로 계산한 보상 전압을 각 상의 지령 전압에 더한다. 이에 따라 각 모듈 간의 스위칭 패턴을 동기화시킴으로써 고주파 성분의 순환전류를 효과적으로 저감시킬 수 있다. 이 방법은 스위칭

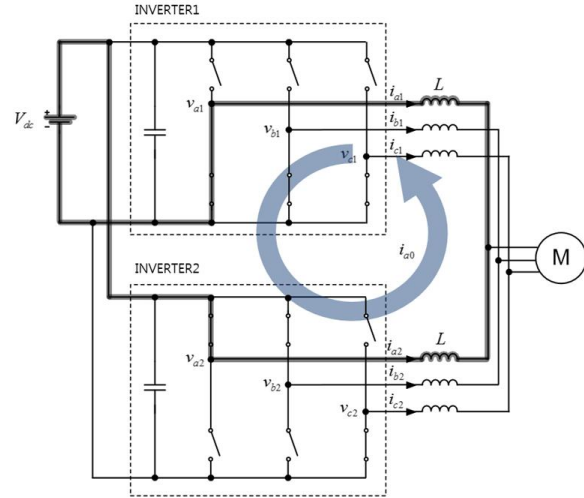


Fig. 2. A-phase circulating current loop.

패턴 동기화를 위한 별도의 통신을 요구하지 않고, 캐리어의 주파수 가변 없이 고주파 성분의 순환전류를 저감할 수 있다는 장점이 있다. 제안한 방법의 유효성은 600W IPMSM를 대상으로 한 MSIS 축소 모델에서 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

## 2. MSIS의 구성 및 순환전류 발생

### 2.1 MSIS의 회로 구성

그림 1은 하나의 DC-link 단을 공유하여 단일 모터를 구동하는 MSIS 회로를 보여준다. 여기서,  $V_{dc}$ 는 DC-link 전압을 나타내고,  $v_{kj}$ 는 모듈  $j(j=1,2)$ 의  $k(k=a,b,c)$ 상 극전압을 각각 나타내며,  $i_{kj}$ 는 모듈  $j(j=1,2)$ 의  $k(k=a,b,c)$ 상 상전류를 각각 나타낸다. 결합 인덕터  $L$ 은 회로의 단락을 방지하기 위해 추가된다. 하지만 추가된 인덕터로 인해 부하에서 가용할 수 있는 전압이 감소하여 전압 정격이 낮아지기 때문에 적절한 값의 선정이 필요하다<sup>[14]</sup>. 이때, 각 인버터와 제어기로 모듈을 구성한다.

### 2.2 순환전류 발생

병렬로 구성된 시스템에는 모듈 내부를 흐르는 순환전류가 발생한다. 그림 2는 모듈 1의 스위칭 상태 [0,0,0]와 모듈 2의 스위칭 상태 [1,1,0]인 경우에 a상의 순환전류가 흐르는 루프를 보여준다. 순환전류  $i_{a0}$ 는 부하측으로 가지 않고 인버터 내부를 순환한다. 이것을 토대로 각 상에 흐르는 상전류는 부하 측에 전달되는 부하 전류성분과 인버터 사이를 순환하는 순환전류 성분으로 분리할 수 있다. 그림 3은 MSIS에 흐르는 전류 성분들을 보여준다. 각 모듈의 상전류는 다음과 같이 두 개의 성분으로 분리된다.

$$\begin{aligned} i_{k1} &= i_{k1L} - i_{k0} \\ i_{k2} &= i_{k2L} + i_{k0} \end{aligned} \quad (1)$$

$i_{kjL}$ 는 부하측에 전달되는  $j$ 모듈의  $k$ 상 부하 전류 성분이며,  $i_{k0}$ 는 모듈 내부를 순환하는 각 상의 순환 전류 성분이다.

식 (2)에서 3상 평형 부하 시스템으로 가정하면 영상분 전류  $i_0$ 에서 세 상의 부하전류 성분의 합은 0으로 되고, 식 (3)과 같이 순환전류 성분만으로 표현된다.

$$i_0 = \frac{i_{a2} + i_{b2} + i_{c2}}{3} = -\frac{i_{a1} + i_{b1} + i_{c1}}{3} \quad (2)$$

$$= \frac{(i_{a2L} + i_{a0}) + (i_{b2L} + i_{b0}) + (i_{c2L} + i_{c0})}{3}$$

$$i_0 = \frac{i_{a0} + i_{b0} + i_{c0}}{3} \quad (3)$$

이때 순환전류는 기본파 및 저주파 성분과 고주파 성분으로 나뉘는데 저주파 성분은 영상분 PI제어를 이용한 기존의 방법을 통해 저감이 가능하다<sup>[6]-[10]</sup>. 그러나 각각의 독립된 DSP를 사용하여 각 인버터를 제어하게 될 때, 시스템 클럭의 차이 혹은 DSP내부 요인으로 인해 DSP의 캐리어 간에 위상차가 발생하게 되고, 그에 따라 두 모듈 간의 극전압 차로 인한 스위칭 주파수 성분의 순환전류는 여전히 남아있다. 그림 4를 통해 a상 기준 스위칭 주파수 성분의 순환전류 리플과 위상차와의 관계를 분석할 수 있다.  $\Delta T$ 는 1번 모듈과 2번 모듈 a상의 스위칭 패턴간의 시간차로써 위상차와 동일하게 나타난다.  $\Delta i_{a0}$ 는 그에 따라 발생하는 a상 스위칭 주파수 성분의 순환전류 변동분이다. 한 상의 순환전류 변동분의 크기를 계산하기 위해 그림 2의 a상 회로를 살펴 보면, 두개의 직렬로 연결된 결합 인덕터에  $V_{dc}$ 의 전압이 인가되고 이에 따라 순환전류의 변화가 생긴다. 인덕터 전압 방정식을 통해 a상의 순환전류 변동분에 대한 식을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$V_{dc} = 2L \frac{\Delta i_{a0}}{\Delta T} \quad (4)$$

$$\Delta i_{a0} = \frac{V_{dc} \cdot \Delta T}{2L}$$

b상과 c상에서도 동일한 방식으로 순환전류 변동분에 관한 식을 식 (5)와 (6)으로 각각 유도하면 각 상의 순환전류 변동분은 동일하게 나타난다.

$$V_{dc} = 2L \frac{\Delta i_{b0}}{\Delta T} \quad (5)$$

$$\Delta i_{b0} = \frac{V_{dc} \cdot \Delta T}{2L}$$

$$V_{dc} = 2L \frac{\Delta i_{c0}}{\Delta T} \quad (6)$$

$$\Delta i_{c0} = \frac{V_{dc} \cdot \Delta T}{2L}$$

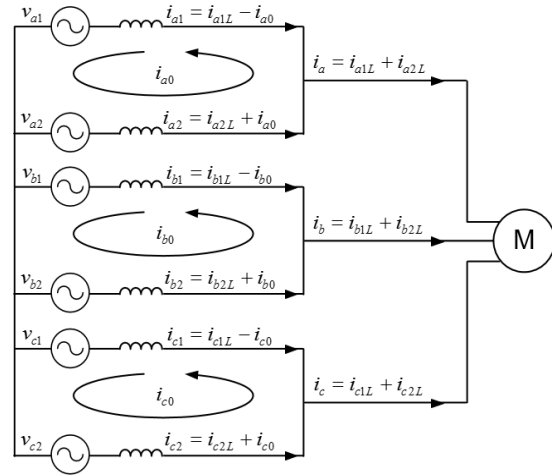


Fig. 3. Analysis of current in parallel inverters.

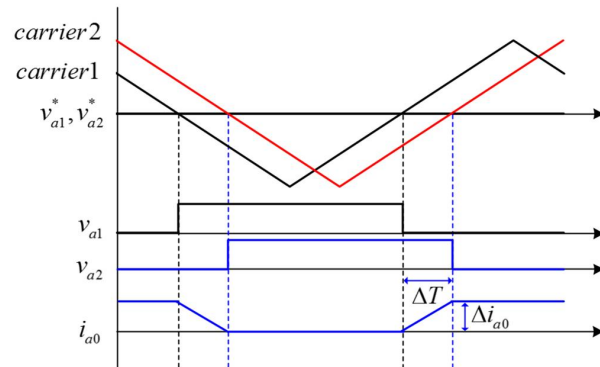


Fig. 4. Switching frequency circulating current caused by carrier asynchronous.

### 3. 제안한 고주파 전압 보상을 통한 순환전류 저감기법

식 (4)~(6)을  $\Delta T$ 에 대한 식으로 정리하면 순환전류 변동분을 통하여 스위칭 패턴간의 시간차를 추정할 수 있다. 각 상의 순환전류 변동분은 동일하게 나타나고, 영상분 전류 성분으로 표현이 가능하다<sup>[13]</sup>.

$$\Delta T = \frac{2L}{V_{dc}} \Delta i_{a0}$$

$$\Delta T = \frac{2L}{V_{dc}} \Delta i_{b0} \quad (7)$$

$$\Delta T = \frac{2L}{V_{dc}} \Delta i_{c0}$$

실제로 측정된 전류의 차분항은 기본파 성분의 차분항과 영상분 성분의 차분항으로 이루어져 있기 때문에 식 (8)~(9)와 같이 3상을 더하면 기본파 성분을 제거한 영상분 차분항을 구할 수 있다. 식 (8)에서  $\Delta i_{k2}$ 는 2번 모듈  $k$ 상 출력전류의 차분항이며,  $\Delta i_{k2L}$ 은  $k$ 상 출력전류의 부하전류 성분의 차분항을 나타낸다. 식 (9)에서  $\Delta i_0$ 는 영상분의 전류의 차분항을 나타낸다.

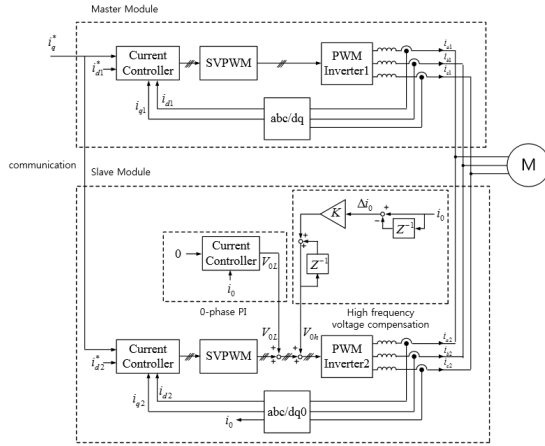


Fig. 5. Control block diagram.

$$\begin{aligned} & \frac{\Delta i_{a2} + \Delta i_{b2} + \Delta i_{c2}}{3} \\ &= \frac{(\Delta i_{a2L} + \Delta i_{a0}) + (\Delta i_{b2L} + \Delta i_{b0}) + (\Delta i_{c2L} + \Delta i_{c0})}{3} \\ &= \frac{\Delta i_{a0} + \Delta i_{b0} + \Delta i_{c0}}{3} = \Delta i_{a0} = \Delta i_{b0} = \Delta i_{c0} = \Delta i_0 \\ & \Delta T = \frac{2L}{V_{dc}} \Delta i_0 \end{aligned} \quad (8)$$

그림 5는 제안한 방법의 제어 블록도이다. 마스터의 속도 제어기에서 나온 전류 지령을 슬레이브에 통신을 이용하여 전송하여 부하분담을 한다. 순환전류 제어부는 슬레이브에서 동작을 하며, 슬레이브의 전류를 측정하여 제어를 한다.

기본파 및 저주파수의 순환전류는 기존의 영상분 PI 제어를 통하여 저감을 시킨다<sup>[3]</sup>. 이에 따라 스위칭 주파수 성분의 순환전류만 남게 된다. 제안한 고주파 순환전류 제어기는 스위칭 주파수 성분의 순환전류 변동분을 통해 전압지령에 얼마나 보상을 해줘야 하는지를 계산한다. 이때 순환전류 변동분은  $\Delta i_0$ 으로써 영상분 전류  $i_0$  현재 값과 한 샘플링 전 값의 차이로 얻을 수 있다. 그림 6은 전압 지령을 보상하여 스위칭 패턴을 동기화시키는 과정을 나타내었다. 보상하는 전압의 크기는 식 (10)과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{0h} = \frac{2V_{dc}}{T_s} \cdot \Delta T \quad (10)$$

하지만 실제로는 파라미터 오차 혹은 전류 측정 오차로 인해 정확하게 패턴이 맞춰 지지 않을 수 있다. 그림 7은 a상에서 정확한 보상이 이루어 지지 않았을 때의 보상값을 보정하는 과정을 나타낸다.  $i_{a00}$ 과  $i_{a01}$ 의 차이  $\Delta i_{a00}$ 에 식 (7)의 관계를 적용하면, 스위칭 패턴의 시간차  $\Delta T_0$ 에 관한 식 (11)을 얻을 수 있다.

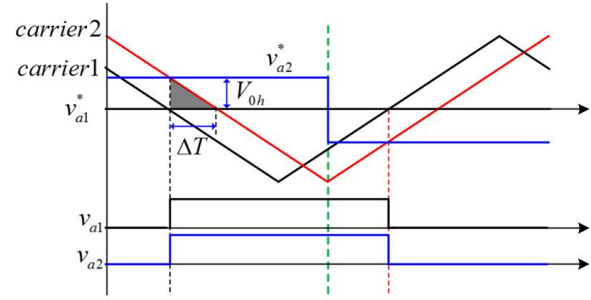


Fig. 6. Voltage compensation at carrier asynchronous.

$$\Delta T_0 = \frac{2L}{V_{dc}} \Delta i_{a00} \quad (11)$$

스위칭 패턴의 시간차에 캐리어의 기울기인  $\frac{2V_{dc}}{T_s}$ 를 곱하여 보상전압  $V_{0h0}$ 를 계산한다.

$$V_{0h0} = \frac{2V_{dc}}{T_s} \cdot \Delta T_0 \quad (12)$$

전압을 보상한 후에도 파라미터 및 측정 오차로 인해 순환전류 변동분  $\Delta i_{a01}$ 이 남아있을 경우, 식 (11)~(12) 과정을 반복하여 추가적으로 더해줘야 하는  $\Delta V_{0h0}$ 를 얻을 수 있다. 따라서 다음 반주기에는 기존에 보상했던 전압인  $V_{0h0}$ 에 추가적으로 보상이 필요한  $\Delta V_{0h0}$ 를 더해 보상을 해준다. 이를 통해 스위칭 패턴이 맞춰지는 것은 그림의 다음 반주기에서 확인할 수 있다.

이것을 일반화하면 다음과 같다.

$$V_{0h^n} = -V_{0h^{n-1}} + \frac{4L}{T_s} \Delta i_{a0^n} \quad (13)$$

전압지령을 보상해줌으로써 스위칭 패턴이 동기화되며, 따라서 두 인버터 간의 각 상의 전압이 동일해진다. 이에 따라 스위칭 주파수 성분의 순환전류를 저감할 수 있다.

#### 4. 시뮬레이션

제안한 방법을 검증하기 위해 시뮬레이션을 진행하였다. 열두 개의 IGBT를 이용하여 MSIS 회로를 구성하였고 인버터 간의 단락 보호를 위해 인덕터를 추가하였다. 두 개의 DLL(dynamic-link library)을 이용하여 각 인버터에 별도의 제어기를 사용한 것을 모사하였다. 600W급 IPMSM를 이용하였으며 파라미터는 다음과 같다.

그림 8은 인버터의 캐리어 간에 30도의 위상차를 인가하고, 정격 부하인 1.6Nm에서 500rpm으로 동작시킬 때, 0상분 PI제어만으로 저주파 순환전류만 저감한 파형

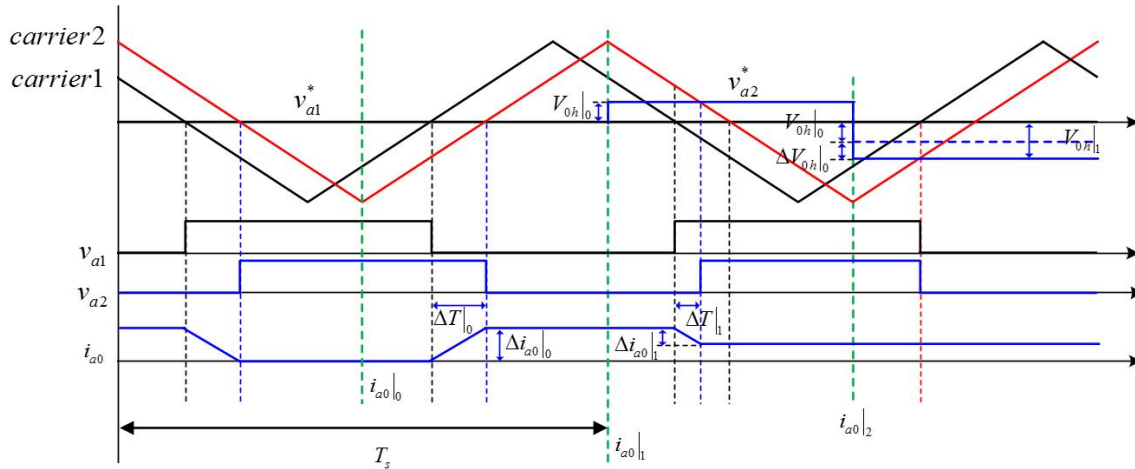
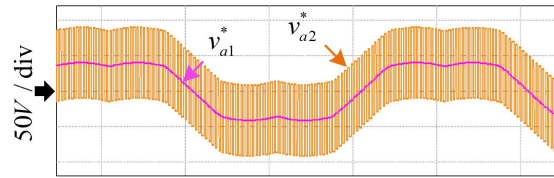


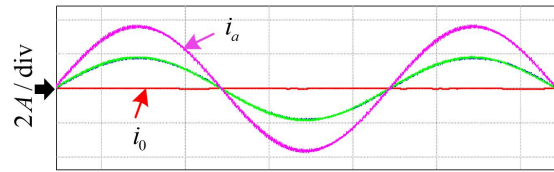
Fig. 7. Process of circulating current reduction.

TABLE I  
PARAMETER OF MSIS

Parameter	Value
Rated power	600[W]
Rated torque	1.6[Nm]
Pole pairs	3[Pairs]
Stator resistance	1.65[Ω]
d-axis inductance	11.5[mH]
q-axis inductance	20[mH]
Rotor magnet flux linkage	0.109[Wb]
PWM switching frequency	5[kHz]
DC-link voltage	310[V]
Interphase inductor inductance	2.5[mH]



t : 5msec / div  
(a)



t : 5msec / div  
(b)

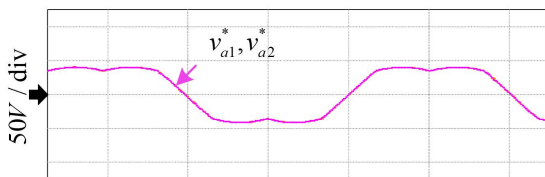
Fig. 9. Waveforms with voltage compensation.

안한 방법을 적용한 시뮬레이션 파형이다. 그림 9(a)에서 2번 모듈의 a상 전압 지령은 보상 전압이 추가되어 출력된다. 그림 9(b)에서 순환전류가 저감되며 각 모듈의 전류가 동일하게 출력되어 부하를 분담한다.

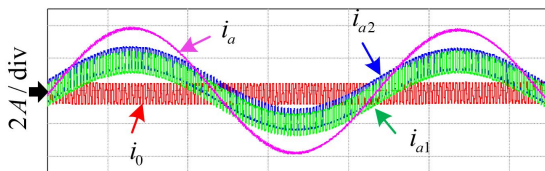
### 5. 실험

제안한 방법을 검증하기 위한 실험을 수행하였다. 구성 및 파라미터는 시뮬레이션과 동일하고 Microcontroller는 TI사의 TMS320F28335를 사용하였으며, 하나의 Microcontroller를 이용하여 각 모듈에 제어를 사용한 것을 등가화하였다.

그림 10은 모듈간의 캐리어에 25°의 위상차를 인가하고 정격부하에서 500rpm으로 동작할 때의 전류파형이다. 초기에는 고주파 전압 보상 없이 0상분 PI제어기만 사용하고 100ms 지점에서 고주파 전압이 보상이 추가되었다. 고주파 전압 보상 없이 0상분 PI제어기만 사용할 때는 고주파 순환전류가 발생하며 각 모듈의 출력전류



t : 5msec / div  
(a)



t : 5msec / div  
(b)

Fig. 8. Waveforms without voltage compensation.

이다. 그림 8(a)는 각 모듈의 a상 전압지령으로 동일하게 출력된다. 그림 8(b)는 전류 파형으로 캐리어 간의 위상차에 의해 고주파 순환전류가 발생하여 각 모듈의 출력 전류에 순환전류가 나타난다. 반면에, 그림 9는 제

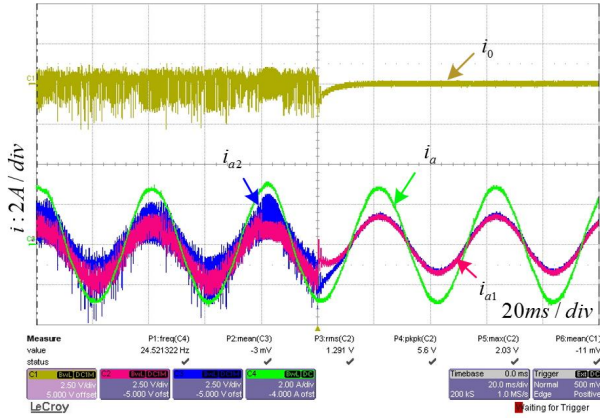


Fig. 10. Current waveforms with full load.

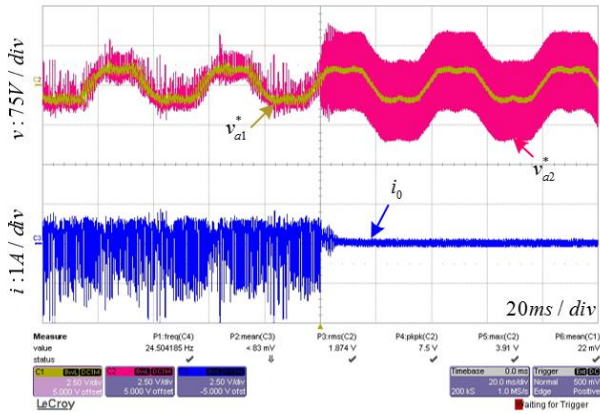


Fig. 11. Voltage reference and circulating current waveforms with full load.

에 포함된다. 반면에 고주파 전압 보상을 적용하면 고주파 순환전류가 저감되며, 각 모듈의 전류가 동일하게 출력되는 것을 확인할 수 있다.

그림 11은 그림 10과 동일한 상황에서 각 모듈의 극전압 지령 및 순환전류 파형을 나타낸다. 고주파 전압 보상을 시작함에 따라 2번 모듈의 극전압 지령에 고주파 보상전압이 추가되어 고주파 순환전류가 저감되는 것을 확인할 수 있다.

## 6. 결 론

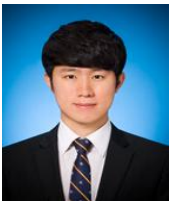
본 논문에서는 두 개의 DSP간의 위상차에 의한 순환전류를 줄이기 위한 병렬 운전 기법을 제안하였다. 여러 대의 인버터를 MSIS로 구성하면 신뢰성이 높아지고 용량을 증대시킬 수 있는 장점이 있다. 하지만 모듈 내부를 흐르는 순환전류가 발생한다. 이 순환전류에서 캐리어 간 위상차에 의해 발생하는 고주파수 성분은 전압 지령을 보상하여 스위칭 패턴을 맞춰줌으로써 저감시킬 수 있다. 시뮬레이션과 실험을 통해 제안한 저감기법을 검증하였다.

본 연구는 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술연구원(KETEP)의 에너지인력양성사업으로 지원받아 수행한 인력양성 성과입니다. (No. 20184010201710)

## References

- [1] J. W. Dixon and B. T. Ooi, "Series and parallel operation of hysteresis current-controlled PWM rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 25, pp. 644-651, Jul./Aug. 1989.
- [2] D. Shin, J. P. Lee, D. W. Yoo, and H. J. Kim, "Stability improvement of interleaved voltage source inverters employing coupled inductors for grid-connected applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 62, No. 10, pp. 6014-6023, Oct. 2015.
- [3] K. Shukla, M. Varun, and R. Maheshwari, "A novel carrier-based hybrid PWM technique for minimization of line current ripple in two parallel interleaved two-level VSIs," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 65, pp. 1908-1918, Aug. 2017.
- [4] S. Ogasawara, J. Takagaki, and H. Akagi, "A novel control scheme of a parallel current-controlled PWM inverter," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 28, pp. 1023-1027, Sep./Oct. 1992.
- [5] T. P. Chen, "Dual-modulator compensation technique for parallel inverters using space-vector modulation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 8, pp. 3004-3012, Aug. 2009.
- [6] F. Wang, Y. Wang, Q. Gao, C. M. Wang, and Y. B. Liu, "A control strategy for suppressing circulating currents in parallel-connected PMSM drives with individual DC links," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 31, No. 2, pp. 1680-1691, Feb. 2016.
- [7] 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, No. 5, pp. 609-615, Sep. 2002.
- [8] Y. Zheng, Z. Wang, and J. Zhang, "Research of harmonics and circulating current suppression in paralleled inverters fed permanent magnet synchronous motor drive system," in *Proc. IEEE ICEMS*, pp. 1068-1073, 2013.
- [9] Z. Xueguang, C. Jiaming, M. Yan, W. Yijie, and X. Dianguo, "Bandwidth expansion method for circulating current control in parallel three-phase PWM converter connection system," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 12, pp. 6847-6856, Dec. 2014.
- [10] D. Fingas and P. W. Lehn, "Operation of parallel three-phase converters as a motor drive," in *Industrial Electronics 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, pp. 1217-1222, Nov. 2009.

- [11] M. Hua, H. Hu, Y. Xing, Z. He, and Q. Xinxin, "Distributed control for AC-motor-drive-inverters in parallel operation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, No. 12, pp. 5361-5370, Dec. 2011.
- [12] L. J. bao and L. Hua, "Study on restraint of circulating current in parallel inverters system with SPWM," in *IEEE Confences.*, pp. 477-480, Dec. 2014.
- [13] W. Jiang, Y. Gao, B. Xiao, et al., "Suppression of high-frequency circulating current caused by asynchronous carriers for parallel three-phase grid-connected converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 65, pp. 1031-1040, 2018.
- [14] B. Shi and G. Venkataramanan, "Parallel operation of voltage source inverters with minimal intermodule reactors," in *Proc. 2004 IEEE IAS Conf*, pp. 156-162. 2004.



**최승연(崔丞然)**

1991년 8월 12일생. 2017년 한양대 전기공학과 졸업. 2017년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



**강신원(姜信遠)**

1990년 1월 17일생. 2012년 한양대 전기제어공학과 졸업. 2012년~현재 동 대학원 전기공학과 석·박사통합과정.



**임준혁(任峻赫)**

1987년 10월 14일생. 2013년 아주대 전자공학과 졸업. 2018년 한양대 전기공학과 졸업(공박). 2018년~현재 현대모비스 연구원.



**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 중공업연구소 선임연구원. 2009년~2010년 미국 National Semiconductor Senior Researcher. 2016년~2017년 미국 Virginia Tech CPES 방문교수. 2010년~현재 한양대 전기생체공학부 교수. 당 학회 국제이사.