

# 소형 위상 인덕터를 가지는 PMSM 구동용 GaN 기반 고주파수 모듈라 스케일러블 인버터 시스템

정영우, 김래영  
한양대학교

## GaN based High Switching Frequency Modular Scalable Inverter System with Small Phase Inductor in PMSM Drive

Young-Woo Jeong, Rae-Young Kim  
Hanyang University

### ABSTRACT

본 논문은 Modular Scalable Inverter System에서 큰 부피를 차지하는 인덕터를 저감하기 위한 방법을 제안한다. 최근 전력분야에서는 모듈형 전력변환 시스템을 사용함으로써 다양한 시스템에 필요한 전력을 공급하여 효율을 증가시키고 신뢰성을 높이는 방법들이 대두되고 있다. 하지만 모듈을 병렬로 사용하는 경우에는 모듈 간에 흐르는 순환 전류가 발생하게 된다. 이런 순환전류는 부하로 전력을 공급하지 않기 때문에 시스템 효율을 떨어뜨리고 전류제어 및 부하 분담을 방해한다. 따라서 병렬형 인버터에는 출력에 순환전류 저감을 위한 인덕터를 사용해야 한다는 단점이 있다. 모듈형 전력변환 장치에서 큰 크기의 출력 인덕터는 시스템 사이즈를 늘리고 비용을 증가시키고 전력밀도가 낮아지게 된다. 따라서 GaN HEMT (Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor) 기반 인버터와 순환전류 저감 알고리즘을 사용하여 고속 스위칭을 함으로써 동일한 순환전류 저감 성능을 확보하지만 출력 인덕터의 크기를 줄이는 방안을 제시한다.

### 1. 서론

Modular Scalable Inverter System(MSIS)은 인버터와 제어부를 하나의 모듈로 구성하여 병렬 연결한 시스템이다. 이러한 시스템은 모듈 단위로 제어가 가능하기 때문에 고장에 대한 신뢰도가 증가하고 부하에 따라 동작하는 모듈의 수를 조절함으로써 효율을 높일 수도 있다. 하지만 이러한 MSIS에서는 각 모듈 간의 상전압에 차이가 생기는 경우 부하로 공급되지 않고 모듈 간에 흐르는 순환 전류가 생기게 된다. 순환전류는 시스템 효율을 떨어뜨리고 스위치 및 소자의 정격을 초과하는 전류를 흐르게 할 수 있어 시스템에 손상을 줄 수 있다. 이러한 병렬 인버터에서 순환전류를 줄이기 위해 기존에 다양한 연구가 진행이 되었다. 병렬 인버터가 제안된 이후로 초기의 연구들은 Phase Inductor를 통해 순환 전류를 줄이는 방법을 제안하였다.<sup>[1],[2]</sup> 이후에는 비례 제어기를 통해 저주파 순환전류를 저감하는 제어 방법,<sup>[3]</sup> 고주파 순환전류를 줄이기 위하여 슬레이브 측 캐리어 주기를 조정하는 방법,<sup>[4]</sup> 또한 캐리어 위상을 조정하지 않고 지령전압 보상을 이용하여 두 인버터 간의 극전압 시기를 맞추는 방법도 제안되었다.<sup>[5]</sup> 이러한 제안된 방법에도 불구하고 순환전류를 줄이기 위한 큰 크기를 가지는 phase 인덕터가 항상 존재한다는 단점이 존재한다. 크기가 큰 phase

인덕터는 시스템 사이즈를 증가시켜 고밀도화를 불가능하게 하고 비용을 증가시킨다. 자동차, 항공기, 잠수함과 같은 시스템 공간이 제한적인 응용 분야에서는 이러한 것이 큰 단점이 될 수 있다.

본 논문에서는 Phase 인덕터 크기 저감을 위해 [7]에서 제안된 전압보상 방법을 고속 스위칭에 적합하도록 변형하고 Gallium Nitride (GaN) 전력 반도체를 인버터 모듈에 적용함으로써 높은 스위칭 주파수를 달성이 가능한 GaN based 고속 스위칭 주파수 Modular Scalable Inverter System을 제안한다. 제안한 Phase 인덕터 저감을 위한 고속 스위칭 주파수 Modular Scalable Inverter System을 적용한 600W급의 PMSM 구동 시스템에 대한 시뮬레이션 모델을 구축하고 다양한 시뮬레이션 파형을 제시함으로써 제안한 MSIS의 유용성을 검증한다.

## 2. GaN HEMT를 이용한 Phase Inductor 감소

### 2.1 절 MSIS의 구성

MSIS는 N개의 인버터 모듈과 이를 움직이는 컨트롤러 그리고 각 모듈에 붙는 Phase 인덕터 L로 구성된다. 본 논문에서는 N개의 모듈을 용이하게 설명하기 위해서 2개의 모듈로 간략화 하여 설명한다. 그림 1은 2개의 모듈을 사용하는 MSIS

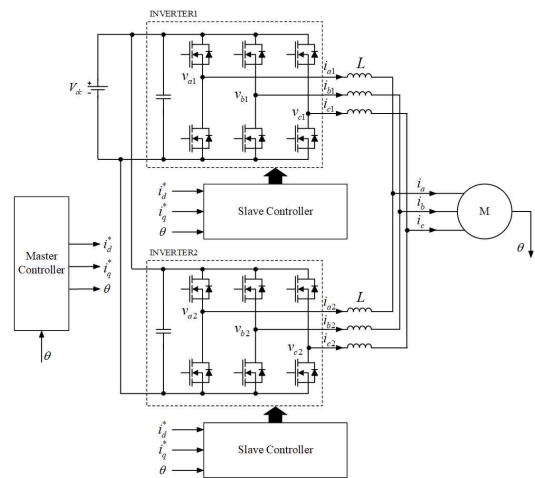


그림 1 MSIS의 전체 시스템 구성

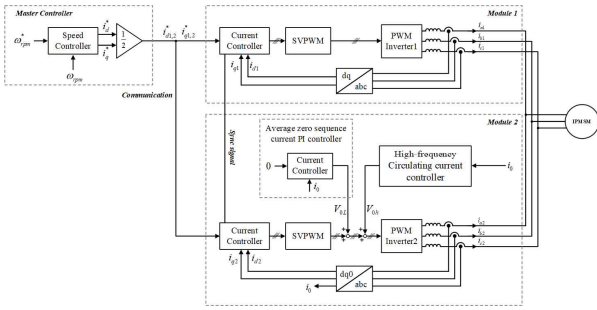


그림 2 MSIS의 전류제어 시스템의 제어 블록도

의 전체 시스템 구성을 보여주고 있다. 센서로 부터 모터 회전자 위치를 알 수 있는 회전각을 받고 각 모듈로 전류 지령을 내려주는 Master controller와 2개의 병렬로 연결된 인버터 및 Slave controller로 구성되어 있다. 인버터 모듈은 입력으로  $V_{dc}$  값을 가지는 같은 DC링크단을 공유하고 부하로는 한대의 모터를 사용한다.

## 2.2 절 순환전류 발생과 개선된 전압보상 기법

기존에 제안된 알고리즘<sup>[5]</sup>의 원리는 삼각형 닻음의 비를 이용하여 캐리어 주파수 위상차에 의해 생기는 시간차  $\Delta T$  만큼 전압  $V_{0h}$ 을 보상하여 극전압이 동일하게 맞추어 준다.

$$V_{0h} = \frac{2V_{dc}}{T_{sw}} \Delta T = \frac{2V_{dc}}{T_{sw}} \alpha T = \frac{4L}{T_{sw}} \Delta i_{k0} \quad (1)$$

그림 2를 보면 현재 시스템에서는 광케이블을 통한 PWM sync를 맞추어 일정한 위상차가 유지가 되고 이 위상차를  $\alpha$ 로 표현하여 나타낸다. 위 식을 통해 전압보상의 크기는 순환전류 변동에  $4L/T_{sw}$ 의 이득 값을 곱한 형태인 것을 알 수 있다. 하지만 그림 2를 보게 되면 순환전류의 평균값을 0으로 제어하는 PI제어기와 고주파 순환전류 제어기가 같이 존재한다. 스위칭 주파수가 느린 경우 고주파 순환전류 제어기의 이득 값이 낮아 평균값을 제어하는 PI제어기에 거의 영향을 미치지 않는다. 그러나 스위칭 주파수가 빨라지게 되면 고주파 순환전류 제어기의 이득 값이 매우 커져 시스템 제어가 불안정하게 된다. 본 논문에서는 고주파수에서도 안정적으로 제어하기 위해 적분이득을 곱함으로써 제어기의 과도상태에 대한 민감도를 줄여 고주파수에서도 안정적인 제어가 가능하다.

## 2.3 절 인덕터 저감 및 설계

식(1)을 인덕터에 대해 정리하면 최대 순환 전류값에 대한 최소로 필요로 하는 인덕터 값을 구할 수 있다.

$$L_{\min} = \frac{V_{dc} \alpha T_{sw}}{2\Delta i_{0,\max}} = \frac{V_{dc} \alpha}{2\Delta i_{0,\max} f_{sw}} \quad (2)$$

식(2)에서 인덕턴스 값은 스위칭 주파수에 반비례 하므로 동일한 순환전류 최대값을 가진다고 할 때 스위칭 주파수를 높이면 인덕턴스 값을 줄일 수가 있다. 또한 인덕턴스 값에 따른 인덕터 크기의 관계는 core-window area product를 통해 구할 수 있다. 이것은 페리데이 법칙과 암페어 법칙을 통해 인덕터 값을 설계하는데 필요한 네 개의 식을 유도하고 이 네 개의 식을 합침으로써 core-window area product를 구한다.

$$L \approx \frac{\mu_0 n^2 A_c}{l_g} \quad (3)$$

$$nI_{\max} \leq B_{\max} \frac{l_g}{\mu_0} \quad (4)$$

$$A_W \geq \frac{I_{s\max}}{J_{\max}} \quad (5)$$

$$K_u W_A \geq nA_W \quad (6)$$

$\mu_0$ 는 자유 공간의 투자율,  $n$ 은 인덕터의 권선 수,  $A_c$ 는 인덕터 코어의 단면적,  $l_g$ 는 코어의 공극의 길이이다.  $I_{\max}$ 는 부하전류의 최대값,  $B_{\max}$ 는 자속 밀도의 최대값,  $A_W$ 는 전선의 단면적,  $I_{rms\max}$ 는 전류의 실효값의 최대값,  $J_{\max}$ 는 도선의 전류 밀도 최대값,  $K_u$ 는 창 이용 계수,  $W_A$ 는 코어의 내부 창 면적이다. 식 (3), (4), (5), (6)을 합친 뒤 식 (2)번을 인덕턴스 값에 대입하면 core-window area product를 나타내는 식(7)과 같이 유도 할 수 있다.

$$A_c W_A \geq \frac{V_{dc} \alpha I_{s\max} I_{\max}}{2\Delta i_{0,\max} f_{sw} K_u B_{\max} J_{\max}} \quad (7)$$

따라서 식(7)을 통해 주파수가 증가할수록 인덕터의 크기는 감소하는 것을 알 수 있다. 본 논문에서는  $V_{dc}$  값이 313V이고 순환 전류의 최대값이 0.1A가 되도록 하는 인덕터를 설계한다. 캐리어의 위상차  $\alpha$ 는 20°인 상황을 가정하고 이때 순환 전류 최대 크기는 0.1A로 동일하도록 설정 하였다. 시뮬레이션은 정격부하 동작 조건에서의 전류 값으로  $I_{\max}$ 는 6A,  $I_{rms\max}$ 는 2.53A이고  $K_u$ 는 0.4,  $J_{\max}$ 는 450A/cm<sup>2</sup>,  $B_{\max}$ 는 고속 스위칭이 가능한 코어인 MPP기준으로 0.35T로 계산하였다. 계산한 결과 20kHz에서는 4.34mH, 80kHz에서는 1.08mH의 인덕터를 사용할 수 있다. 실제 해당 인덕터 설계시 필요한 코어의 부피를 비교했을 때 4.34mH의 인덕터 코어는 28.6cm<sup>3</sup>, 1.08mH의 인덕터 코어는 10.54cm<sup>3</sup>으로 코어의 부피는 63.1% 감소 하였다.

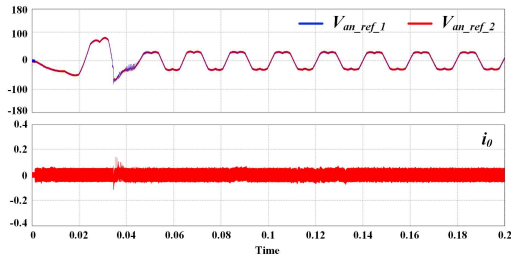
## 2.4 절 시뮬레이션

본 논문에서는 시뮬레이션을 통해 제안한 방법의 유효성을 검증하였다. time step은 500ns이고 부하 모터의 파라미터는 표 1 과 같다.

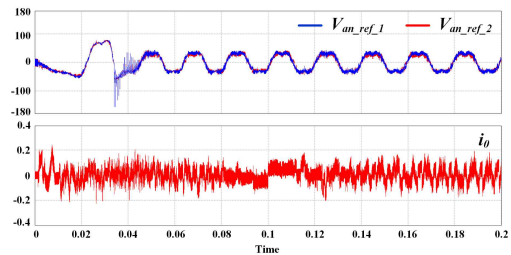
표 1 PMSM Simulation Parameter

Parameter	Value
Stator resistance	1.65Ω
d-axis inductance	11.5mH
q-axis inductance	20mH
No. of poles pairs	3
Moment of Inertia	0.00179kg*m*m
Shaft Time Constant	1
Vpk/krpm	59.311

그림 3은 고주파 전압 보상 없이 MSIS를 20kHz 와 80kHz 스위칭 주파수에서 동작 시킨 파형이다. 인덕터는 식(7)을 이용

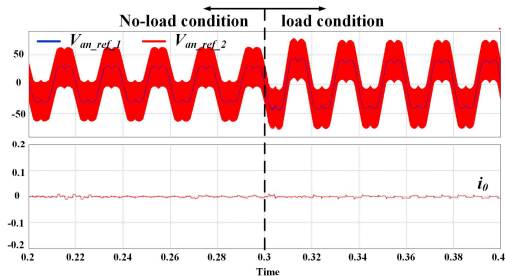


(a)

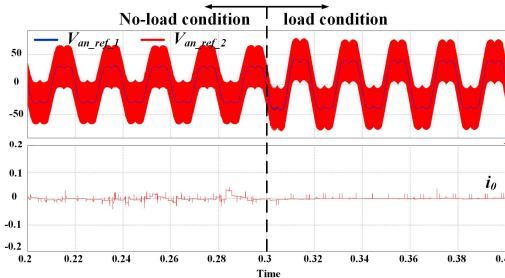


(b)

그림 3 고주파 전압보상이 없는 전압 지령과 순환전류  
(a)20kHz 스위칭 주파수에서 출력 인덕터가 4.34mH일 때  
(b)80kHz 스위칭 주파수에서 출력 인덕터가 1.08mH일 때



(a)



(b)

그림 4 개선된 고주파 전압보상이 추가 된 경우  
(a)20kHz 스위칭 주파수에서 출력 인덕터가 4.34mH일 때  
(b)80kHz 스위칭 주파수에서 출력 인덕터가 1.08mH일 때

하여 계산한 값으로 20kHz에서는 1.08mH, 80kHz에서는 4.34mH의 인덕터를 사용했다.

$V_{an\_ref,1}$ 과  $V_{an\_ref,2}$ 는 각각 module1과 module2의 지령 전압을 나타내고  $i_0$ 는 순환전류의 파형을 나타낸다. 파형을 보면 같은 비율로 스위칭 주파수를 증가시키고 인덕턴스 값을 줄였을 때 순환전류의 크기가 비슷하다는 것을 알 수 있다. 그림 4는 고주파 전압보상을 추가한 상태에서 무부하에서 정격부하(1.6N)로 전환하여 동작 시킨 파형이다. 이를 통해 부하 상황에서도 전류제어가 잘 되는 것을 확인 할 수 있다. 또한 그림 4를 보면 그림 3과 비교하여 고주파 전압보상을 추가할 경우 순

환전류가 훨씬 더 많이 저감된다는 것을 알 수 있다. 또한 수정된 제어가 고주파수에서도 잘 동작하고 있다.

### 3. 결론

본 논문에서는 MSIS 구조에서 높은 스위칭 주파수를 통해 인덕터 사이즈를 줄일 수 있는 방법에 대해 제안 하였다. 시스템에서 요구되는 순환전류 최대값을 제한하는 최소 인덕터 값을 설계할 때 스위칭 주파수는 이와 반비례 하므로 GaN HEMT 소자를 이용하여 높은 스위칭 주파수로 동작함으로써 이를 구현했다. 실험은 시뮬레이션 결과를 통해 인덕터 값을 줄일 수 있음을 증명하였다. 또한 inductance값과 인덕터 크기의 관계 모델링을 통해 인덕터의 크기를 축소 시킬 수 있다는 것을 나타내었고 실제 상용화 코어의 부피를 비교했을 때 63.1%가 감소하였다. 그리고 고주파에서도 순환전류를 더 줄일 수 있도록 새로이 수정된 알고리즘이 잘 동작하는 것을 증명하였다. 이 연구에서는 모터를 부하로 하는 시스템에서 진행 하였지만 병렬로 구성된 다른 컨버터나 인버터 시스템에서도 확장이 가능하다.

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

### 참고 문헌

- [1] C. Jiann-Fuh, C. Ching-Lung, and L. Yow-Chyi, "Modular parallel three-phase inverter system," in 1995 Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics. 1995.
- [2] S. Bin, and G. Venkataramanan, "Parallel operation of voltage source inverters with minimal intermodule reactors," in Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004, 39th IAS Annual Meeting. 2004.
- [3] D. Fingas, and P.W. Lehn, "Operation of parallel three-phase converters as a motor drive," in 2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics. 2009.
- [4] W. Jiang, Y. Gao, B. Xiao, J. Wang, X. Ding, and L. Wang, "Suppression of High-Frequency Circulating Current Caused by Asynchronous Carriers for Parallel Three-Phase Grid-Connected Converters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(2): p. 1031-1040.
- [5] C. Seung-Yeon, K. Shin-Won, I. Jun-Hyuk, K. Rae-Young, "Circulating Current Reduction Method Using High Frequency Voltage Compensation in Asynchronous Carriers for Modular Scalable Inverter System," The Transactions of The Korean Institute of Power Electronics, 2019, 24(2), 71-77.