

# 다상 BLDC 모터 드라이브 시스템의 개방 고장 시 효율 향상이 고려된 토크 리플 저감 대책

김태윤<sup>1</sup>, 서용석<sup>†</sup>, 박현철<sup>1</sup>

## Torque Ripple Reduction Method With Enhanced Efficiency of Multi-phase BLDC Motor Drive Systems Under Open Fault Conditions

Tae-Yun Kim<sup>1</sup>, Yong-Sug Suh<sup>†</sup>, and Hyeon-Cheol Park<sup>1</sup>

### Abstract

A multi-phase brushless direct current (BLDC) motor is widely used in large-capacity electric propulsion systems such as submarines and electric ships. In particular, in the field of military submarines, the polyphaser motor must suppress torque ripple in various failure situations to reduce noise and ensure stable operation for a long time. In this paper, we propose a polyphaser current control method that can improve efficiency and reduce torque ripple by minimizing the increase in stator winding loss at maximum output torque by controlling the phase angle and amplitude of the steady-state current during open circuit failure of the stator winding. The proposed control method controls the magnitude and phase angle of the healthy phase current, excluding the faulty phase, to compensate for the torque ripple that occurs in the case of a phase open failure of the motor. The magnitude and phase angle of the controlled steady-state current are calculated for each phase so that copper loss increase is minimized. The proposed control method was verified using hardware-in-the-loop simulation (HILS) of a 12-phase BLDC motor. HILS verification confirmed that the increase in the loss of the stator winding and the magnitude of the torque ripple decreased compared with the open phase fault of the motor.

**Key words:** BLDC (BrushLess Direct Current) motor, FTC (Fault Tolerant Control), Efficiency, Multi-phase current control

### 1. 서 론

전 세계적인 환경 규제와 더불어 전기 모터 및 배터리 기술의 발전으로 대용량 전기 추진 시스템을 가진 선박과 잠수함이 개발되고 있다. 특히 잠수함은 다양한 상황에서 정속함을 유지하고 오랜 시간 잠항할 수 있는 것이 중요하기 때문에 기계적 소음이 많은 내연 기관보다 조용한 전기 모터를 사용하는 추세이며 모터

의 효율성 및 토크 리플에 관한 연구도 꾸준히 이루어지고 있다<sup>[1],[2]</sup>. 잠수함 또는 선박 같은 대용량 추진 시스템의 경우 좁은 설치 공간 및 고효율, 고토크 특성 등의 이유로 다상 BLDC 모터의 사용 빈도가 증가하고 있다.

반도체 스위치의 고장, 모터의 고정자 또는 회전자 고장 등으로 인해 토크 리플 성분이 발생하게 되면 이는 모터 구동 시스템의 진동과 소음으로 나타난다<sup>[3]</sup>. 잠수함과 같은 특별한 환경에서는 이러한 리플 성분으로 인한 소음이 치명적이기 때문에 리플 감소에 대한 연구가 많이 이루어졌다<sup>[3]-[14]</sup>. 대부분의 연구들은 토크 리플 감소를 위한 제어 전략으로 전류의 크기나 위상각을 제어하는 방법을 사용한다<sup>[4]-[6]</sup>. 5상 PM 모터의 단상 개방 고장 상황에서 전류의 크기를 증가시켜서 토크 리플을 감소시키는 전략이 보고되었다<sup>[7]</sup>. 이 전략에서는, 결상을 보상하기 위해 정상 상태의 전류를 제어한다. 그러나 제

Paper number: TKPE-2022-27-1-5

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

<sup>†</sup> Corresponding author: yongsug.suh@gmail.com, Dept. of Electrical Engineering, Smart Grid Research Center, Chonbuk National University, Korea

<sup>1</sup> Dept. of Electrical Engineering, Smart Grid Research Center, Chonbuk National University, Korea

Manuscript received Oct. 7, 2021; revised Oct. 18, 2021; accepted Nov. 2, 2021

— 본 논문은 2021년 전력전자학술대회 우수논문상 수상논문임

어 시에 정상 상황 대비 전류가 크게 증가하게 된다. PM 모터의 개방 고장 상황에서 전류의 dq 제어를 사용하여 토크 리플을 감소시키는 방법이 제안되었다<sup>[8],[9]</sup>. 그러나 출력 토크의 크기가 감소하는 것은 고려되지 않았다. 토크 리플 저감을 위해 외부에서 추가적인 전류를 인가하는 방법이 제안되었다<sup>[10]</sup>. 이 논문에서는 3차 고조파 전류를 투입하면서 전류의 위상각 제어를 통해 5상 PM 모터의 토크 2차, 4차 고조파 성분을 제거하는 방법을 제안하였다. 그러나 이 논문에서는 제어 시에 정상 상황보다 출력 토크의 크기가 감소한다. 다상 BLDC 모터에서 단상 개방 고장 시에 두 상의 건전상 전류를 제어하여 토크 리플을 감소시키는 방법인 DPC-FTC가 제안되었다<sup>[3]</sup>. 이 방법은 효과적으로 토크 리플을 감소시키지만 제어로 인한 전류량 증가에 대해 논의가 이루어지지 않았다. 다상 BLDC 모터의 전류 위상각을 제어하여 토크 리플을 감소시키는 방법이 보고되었다<sup>[11]</sup>. 이 방법에서는 제어 시에 출력 토크의 크기가 감소한다. 다상 BLDC 모터에서 개방 고장 상황 시에 전류의 크기를 증가시켜 제어하는 방법이 제안되었다<sup>[12],[13]</sup>. 그러나 정상 전류보다 제어 시에 높은 피크 전류가 발생하고 전체 토크 크기가 감소한다.

본 논문에서는 다상 BLDC 모터 구동 시스템에서 토크 리플을 감소시키기 위한 새로운 제어 방법을 제안한다. 제안하는 방법은 상 개방 고장 상황에서 건전상 전류의 진폭 및 위상각을 제어하여 전류 증가를 억제해 동손을 최소화하면서 토크 리플을 감소시키는 것을 목표로 한다. 상 개방 고장이 발생한 위상으로 인해 리플이 발생하게 되면 전체 출력 토크를 유지하기 위해 대칭되는 상을 제외한 모든 건전 상전류를 선택하여 제어한다.

## 2. 다상 BLDC 모터 드라이브 시스템 모델

그림 1은 본 논문에서 사용하는 12상 BLDC 모터의 등가회로이다. 12상 BLDC 모터의 구동 시스템은 12상이 독립적으로 이루어져 있으며 각 위상을 구동하는 12개의 H-브리지 인버터로 구성되어 있다. 이때 전체 12상 전류는 3상 그룹 4개가 15도의 위상차를 가지며 분포되며 그림 2와 같은 모습을 갖는다.

일반적으로 BLDC 모터의 최대 출력 토크는 전압과 전류의 곱으로 이루어진다. 이때 회전자의 영구 자석으로 인해 전압의 위상은 일정하게 유지되므로 이 모터는 전류의 위상을 이용하여 토크를 제어하게 된다.

BLDC 모터의 경우 전압과 전류의 파형은 정현파가 아닌 그림 3처럼 사다리꼴 파형으로 나타난다. 전체 출력 토크는 식 (1)과 같이 각 상의 토크 합과 같으며, 각 상의 토크는 식 (2)와 같이 고조파 성분을 포함한 역기전력과 전류의 곱으로 구한다.

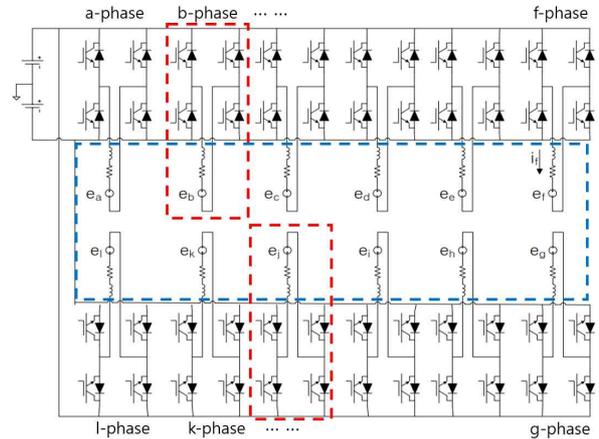


Fig. 1. Overall circuit diagram of 12-phase BLDC motor drive system.

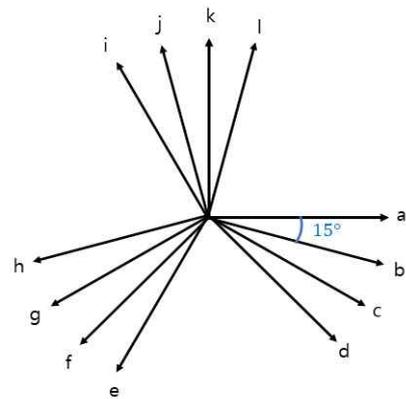


Fig. 2. Current vector diagram of 12-phase BLDC motor.

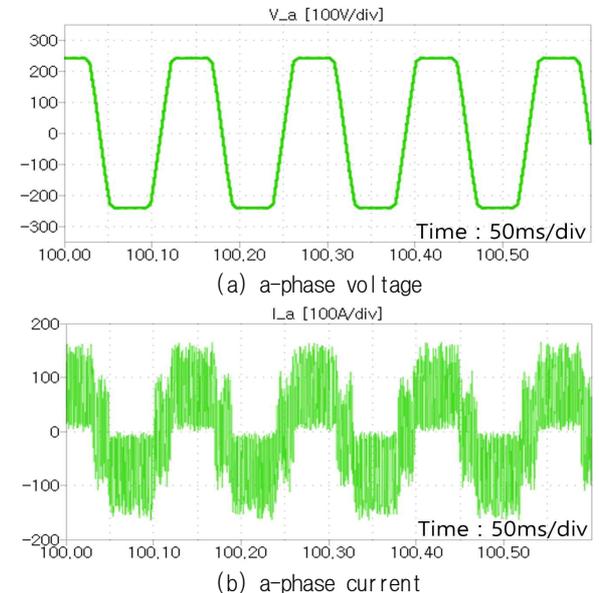


Fig. 3. a-phase voltage and current in steady state of BLDC motor.

$$T_{total} = T_{a-phase} + T_{b-phase} + \dots + T_{l-phase} \quad (1)$$

$$= T_{avg} + T_{harmonic}$$

(n = a, b, c, ..., l phase)

$$\begin{aligned}
 T_{n-phase} &= e_n^* i_n / w_r \\
 (e_n &= E_1 \sin(\omega t + \theta_{e-n}) + \dots \\
 &\quad + E_{11} \sin(11\omega t + 11\theta_{e-n})), \\
 (i_n &= I_1 \sin(\omega t + \theta_{i-n}) + \dots \\
 &\quad + I_{11} \sin(11\omega t + 11\theta_{i-n}))
 \end{aligned} \quad (2)$$

$\theta_{e-n}$ 은 n상 전압의 각도이고  $\theta_{i-n}$ 은 n상 전류의 각도이다. Fourier 급수를 이용하여 계산한 전압과 전류의 계수는 홀수 항만 존재하게 되고 둘의 곱으로 나타나는 토크의 고조파 성분은 짝수 항만 존재하게 된다.

$$\begin{aligned}
 E_m &= \frac{12}{m^2 \pi^2} [\sin(\frac{\pi}{6} m) + \sin(\frac{5\pi}{6} m)] \\
 I_m &= \frac{24}{m^2 \pi^2} [\sin(\frac{\pi}{6} m) - \sin(\frac{\pi}{12} m) \\
 &\quad - \sin(\frac{11\pi}{12} m) + \sin(\frac{5\pi}{6} m)] \\
 &\quad (m = 1, 3, 5, \dots, 11차)
 \end{aligned} \quad (3)$$

식 (3)은 각각 전압과 전류의 Fourier 계수를 나타낸다. 두 계수는 차수의 제곱에 반비례하므로 토크 고조파의 크기는 차수의 4제곱에 반비례하여 감소하게 된다. 이 논문에서는 식 (4)와 같이 고조파 성분 중 가장 큰 크기를 가지는 토크 2차 고조파 성분만을 고려한다.

$$\begin{aligned}
 T_{2\omega t-n-phase} &= [\frac{E_1 I_1}{2} \cos(2\omega t + \theta_{e-n} + (\theta_{i-n} + \theta_{control})) \\
 &\quad + \dots + \frac{E_{11} I_9}{2} \cos(2\omega t + 11\theta_{e-n} - 9(\theta_{i-n} + \theta_{control}))] / w_r
 \end{aligned} \quad (4)$$

### 3. 제안하는 토크 리플 저감 방법

토크의 2차 고조파 성분들은 그림 4에서처럼 각 상별로  $30^\circ$ 의 차이를 가지며 분포하게 된다. 정상 동작 상황에서는 토크 2차 고조파 성분들의 벡터 합이 0으로 상쇄되어 리플이 거의 발생하지 않지만 상 개방 고장이 발생하게 되면 토크의 고조파 성분 합이 0으로 상쇄되지 않고 리플로 나타나게 된다.

본 논문에서는 이러한 상 개방 고장으로 인해 발생하는 리플을 줄이기 위해서 건전 상 토크 벡터의 전류를 제어해 고장 상 토크 벡터의 크기를 보상하는 방법으로 토크 2차 고조파 성분의 벡터 합이 0이 되도록 제어한다.

고장 상 토크 벡터를 보상해 주기 위한 토크의 위상 각과 배율은 그림 5와 같은 방법으로 구할 수 있다. 그림 5의  $T_{2\omega t-n}$ 은 정상 상황에서의 n상 토크 2차 고조파 벡터를 의미하며  $T_{2\omega t-fault}$ 는 개방 고장이 발생한 토크 벡터이다.

$w_n$ 은  $T_{2\omega t-fault}$ 를 보상해 주기 위해 각 상에 분배되는 가중치 벡터를 의미하며  $T_{2\omega t-n-target}$ 은 최종적으로 제어가 완료될 때의 n상 토크 2차 고조파 벡터이다.  $T_{2\omega t-n-target}$ 를 만들기 위해  $T_{2\omega t-n}$  벡터에 적용하는 토크

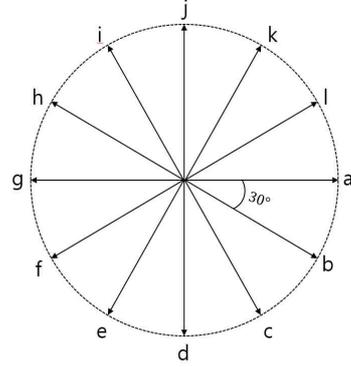


Fig. 4. Vector diagram of 2<sup>nd</sup> order harmonic torque in 12-phase motor.

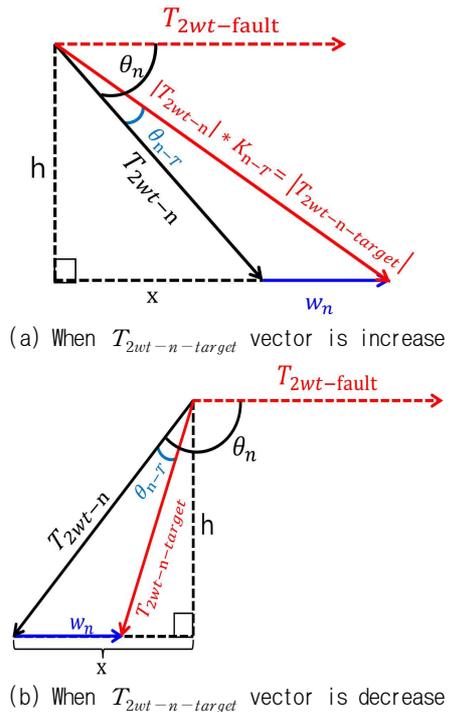


Fig. 5. A control method for creating  $T_{2\omega t-n-target}$  vector.

제어 각과 토크 배율은 각각  $\theta_{n-T}$ ,  $K_{n-T}$ 이다.  $\theta_n$ 는 고장 상 토크와  $T_{2\omega t-n}$  벡터 사이의 각도이고  $\theta_n' = 180^\circ - \theta_n$ 이다.  $x$ 와  $h$ 는 계산을 위한 가상의 선으로  $x$ 는  $|T_{2\omega t-n}| \cos(\theta_n)$ ,  $h$ 는  $|T_{2\omega t-n}| \sin(\theta_n)$ 이다.

그림 5(a)는 제어 시의 토크 벡터  $T_{2\omega t-n-target}$ 의 크기가 증가하는 경우이며 (b)는  $T_{2\omega t-n-target}$ 의 크기가 감소하는 경우를 나타낸다.

그림 5(a)의  $T_{2\omega t-n-target}$ 이 되기 위한  $\theta_{n-T}$ ,  $K_{n-T}$ 는 식 (5), (6)을 이용하여 구할 수 있고 그림 5(b)의  $\theta_{n-T}$ ,  $K_{n-T}$ 는 식 (7), (8)을 이용하여 구할 수 있다.

$$\theta_{n-T} = \theta_n - \tan^{-1}\left(\frac{h}{|w_n| + x}\right) \quad (5)$$

$$K_{n-T} = \frac{\sqrt{h^2 + (x + |w_n|)^2}}{|T_{2\omega t-n}|} \quad (6)$$

$$\theta_{n-T} = \tan^{-1}\left(\frac{h}{x - |w_n|}\right) - \theta_n' \quad (7)$$

$$K_{n-T} = \frac{\sqrt{h^2 + (x - |w_n|)^2}}{|T_{2wt-n}|} \quad (8)$$

식 (5) - (8)을 풀기 위해서는 각 상에 분배되는 가중치 벡터  $w_n$ 의 크기를 알아야 한다. a상 벡터가 개방 고장 상황이라 가정하고 이때 가중치 벡터를 구하기 위한 3가지 조건은 다음과 같다.

$$\text{조건 1. } K_{b-T} = K_{c-T} = K_{d-T} = K_{j-T} = K_{k-T} = K_{l-T},$$

$$K_{e-T} = K_{f-T} = K_{h-T} = K_{i-T}$$

$$\text{조건 2. } w_b + \dots + w_f + w_h + \dots + w_l = T_{2wt-a}$$

$$\text{조건 3. } w_b = w_l, w_c = w_k, w_d = w_j, w_e = w_i, w_f = w_h$$

제어 시에 토크 벡터의 크기가 증가하면 전류의 크기도 증가하고 토크 벡터의 크기가 감소하면 전체 출력 토크의 크기가 감소하여 이를 보상해 주기 위해 속도 제어가 전체 전류의 크기를 증가시킨다. 전류 증가로 인한 동손을 최소화하기 위해서는 가중치 벡터의 크기를 적절히 분배하여 각 상 토크 벡터의 증가 또는 감소하는 비율이 같아야 한다. 분배된 가중치 벡터의 총합은 고장 상 벡터와 동일해야 한다. 또한 미지수의 개수를 감소시키기 위해서 고장 상 벡터 기준 대칭으로 가중치 벡터의 크기를 동일하게 제어한다. 식 (5) - (8) 및 조건 1 - 3을 만족하는 토크 제어 각과 토크 배율은 표 1과 같다.

그림 6은 a상 개방 고장 시 제어 방법을 도식화한 것이다. n상 벡터에 표 1의 제어 각과 배율을 적용하면 n' 벡터가 되고 이때 증가 또는 감소하는 비율  $K_p$ 는 동일하게 유지되는 것을 확인할 수 있다. 또한 고장 상 기준 x축 대칭을 이루어 제어되고 있다.

BLDC 모터에서 제어할 수 있는 요소는 전류이므로 각 건전 상의 토크가 표 1의 값을 만족하도록 하는 전류의 위상 각과 배율을 계산해야 한다.  $T_{2wt-n}$ 에서 전류의 각과 배율을 제어하게 되면 식 (9)와 같은 형태로 표현이 되고 이때  $K_{n-I}$ ,  $\theta_{n-I}$ 는 앞서 구한  $T_{2wt-n-target}$ 의 크기와 각도를 만족하도록 계산하여 구할 수 있다.

$$T_{2wt-n} = K_{n-I} \cdot \left[ \frac{E_1 I_1}{2} \cos(2wt + (\theta_{e-n} + (\theta_{i-n} + \theta_{n-I}))) + \dots \right. \\ \left. + \frac{E_{11} I_9}{2} \cos(2wt + 11\theta_{e-n} - 9(\theta_{i-n} + \theta_{n-I})) \right]$$

$$T_{2wt-n-Target} = K_{n-T} \cdot \left[ \frac{E_1 I_1}{2} \cos(2wt + (\theta_n + \theta_{n-T})) + \dots \right. \\ \left. + \frac{E_{11} I_9}{2} \cos(2wt + (\theta_n + \theta_{n-T})) \right] \quad (9)$$

식 (9)의  $T_{2wt-n}$ 이  $T_{2wt-n-target}$ 과 동일하도록 제어해야 하는 전류의  $K_{n-I}$ ,  $\theta_{n-I}$ 은 표 2와 같다.

a상 개방 고장 상황이 발생하였을 때에 표 2의 결과를 사용해 제어하게 되면 최종적으로 그림 7과 같다.

TABLE I  
CALCULATION RESULT VALUE OF  $\theta_{n-T}$  AND  $K_{n-T}$   
FOR EACH PHASE

Phase	$\theta_{n-T}$	$K_{n-T}$	Phase	$\theta_{n-T}$	$K_{n-T}$
b	+1.15°	1.04	h	-1.25°	0.96
c	+3.29°	1.04	i	-3.96°	0.96
d	+15.17°	1.04	j	-15.17°	1.04
e	+3.96°	0.96	k	-3.29°	1.04
f	+1.25°	0.96	l	-1.15°	1.04

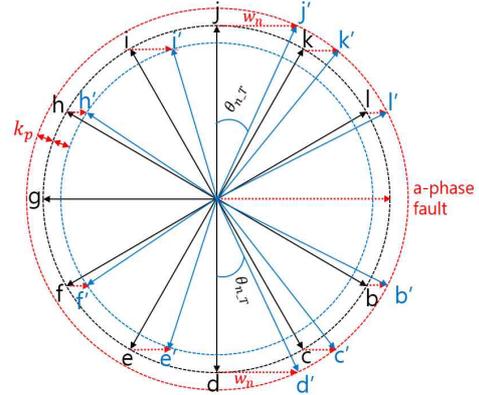


Fig. 6. 12-phase motor torque second harmonic component vector diagram with control strategy applied.

TABLE II  
CALCULATION RESULT VALUE OF  $\theta_{n-I}$  AND  $K_{n-I}$   
FOR EACH PHASE

Phase	$\theta_{n-I}$	$K_{n-I}$	Phase	$\theta_{n-I}$	$K_{n-I}$
b	+0.77°	1.04	h	-0.84°	0.96
c	+2.23°	1.03	i	-2.67°	0.96
d	+10.61°	0.99	j	-10.61°	0.99
e	+2.67°	0.96	k	-2.23°	1.03
f	+0.84°	0.96	l	-0.77°	1.04

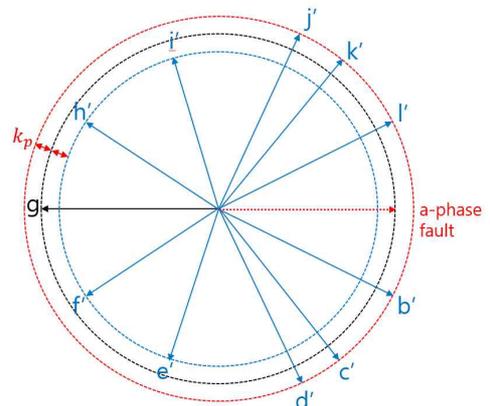


Fig. 7. Torque 2<sup>nd</sup> harmonic component vector diagram of 12-phase motor that has been controlled.

그림 7처럼 제어가 완료되면 모든 토크 2차 고조파 벡터들의 합은 0으로 상쇄되고 전체 토크 리플 크기는

감소된다.

표 2의 결과를 통해 효율을 비교해 볼 수 있다. 효율을 정의하면 식 (10)과 같다.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} \quad (10)$$

$$P_{loss} = P_{switching} + P_{motor} \quad (11)$$

$$T_{normal} = T_{fault} = T_{control} \quad (12)$$

식 (10)에서  $P_{out}$ 이 식 (12)와 같이 항상 크기가 일정하게 유지되는 조건이라면 효율에 영향을 미치는 변수는  $P_{loss}$ 이다. 손실의 다양한 원인 중 대표적인 요소 2가지는 식 (11)과 같이 12상 인버터에서 발생하는 손실인  $P_{switching}$ 과 모터에서 발생하는 손실인  $P_{motor}$ 이다. 도선의 저항, 철심의 도전율 및 두께와 같은 요소들이 동일하다는 가정하에 두 손실은 전류 크기에 따라 비례적으로 변화하는 특성을 가지고 있다. 본 논문에서는 제어 방법에 따른 전류 크기의 변화량을 통해 손실을 비교한다.

#### 4. 제안하는 제어 방법 검증

제안하는 토크 리플 저감 방법은 PLEC 및 실시간 시뮬레이션 프로그램인 HILS(Hardware-In-the-loop Simulation)를 사용하여 검증한다. 모터 구동 시스템은 전류제어기, 속도제어기, H-브리지, 12상 BLDC 모터, 인버터 등으로 구성된다. 시뮬레이션은 정상 상황, 단상 고장 상황, 제어 동작 상황으로 나누어 진행되며 시뮬레이션에서 사용하는 모터의 시스템 사양은 표 3과 같다.

표 2의 결과를 적용하여 시뮬레이션을 진행한 결과는 그림 8과 같다. 그림 8(a)는 각각 정상, 고장, 제어 상황별 1KHz LPF를 사용한 토크의 파형이고 (b)는 1KHz LPF를 사용하여 측정된 c, d상 전류 파형이다. 그림 8(a)에서 고장 상황에서 제어 시에 전체 토크 리플이 감소한 것을 알 수 있고 그림 8(b)를 통해 제어 시에 전류의 위상 변화를 확인할 수 있다.

그림 9는 정상 동작 상황, 고장 상황, 제어 동작 상황 일 때의 주파수 스펙트럼을 보여주는 그래프이다. 목표로 하는 2차 고조파 성분을 비교해 보면 고장 상황보다 제어 시에 크기가 약 94% 정도 감소하였다.

그림 10은 제안하는 방법을 HIL 시뮬레이션을 사용하여 검증한 파형이다. 고장 상황 대비 제어 시에 전체 토크 리플의 크기가 감소한 것을 확인할 수 있다.

그림 11은 제어 방법에 따른 동손의 크기를 비교하기 위해 시뮬레이션으로  $\sum I_{avg}^2$ 을 나타낸 파형이다. 시뮬레이션의 결과 제안하는 제어 방법이 DPC-FTC<sup>[3]</sup>보다 동손의 증가가 적다는 것을 알 수 있다.

TABLE III  
OPERATION CONDITION OF BLDC MOTOR

Phase Number	12	Rated Voltage	790 Vdc
Rated Torque	34 kNm	Stator Resistance	8.6 mΩ
Rated Speed	45 rpm	Stator Inductance	1 mH
J Motor	10300 kg*m2		

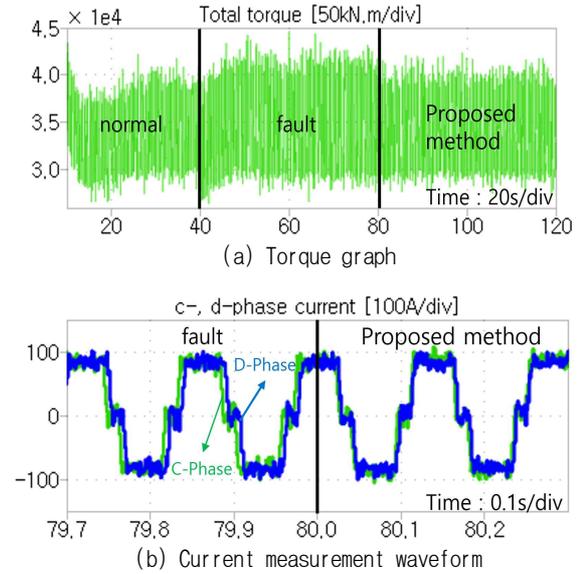


Fig. 8. Torque and Current measurement waveform using 1 KHz filter.

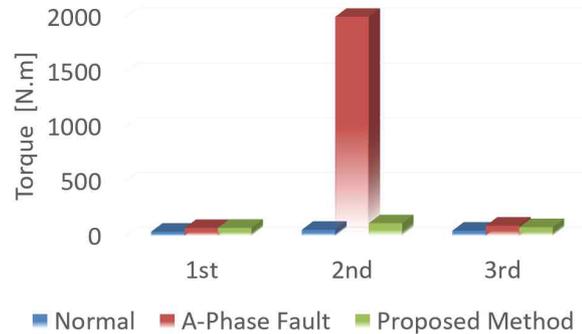


Fig. 9. Frequency spectrum of output torque.

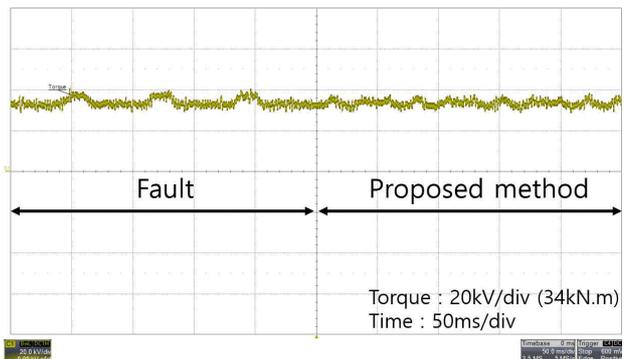


Fig. 10. Torque graph using 1 KHz filter in the HILS according to proposed method.

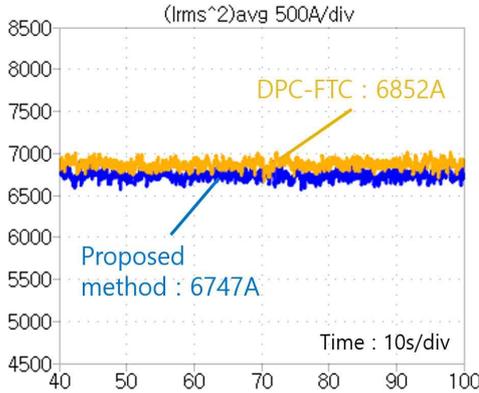


Fig. 11. Copper loss comparison graph according to control method.

TABLE IV  
COMPARISON OF RMS CURRENT AND COPPER LOSS  
IN EACH CASE

State	Average Torque	Average RMS Current (A)	Average Copper Loss (%)
Normal	T (34kN.m)	76.51	100
Fault	T (unbalance)	81.76	114
DPC-FTC <sup>[3]</sup>	T	82.86	117
Proposed method	T	82.04	115

TABLE V  
COMPARISON OF TORQUE RIPPLE FACTOR AND  $\sum I^2$   
IN EACH CASE

Parameters	Normal Condition	Fault Condition	DPC- FTC <sup>[3]</sup>	Proposed Method
Output torque [kN]	34			
Ripple factor (RF) [%]	0.8	7.5	3.2	4.2
$\sum I_{avg}^2$ [p.u.]	1	1.14	1.17	1.15
$T/A_{avg}$	447.7	417	410.7	415.5

표 4는 HIL 장비를 이용해 실제 12상 전류의 RMS 값을 측정 후  $\sum I_{avg}^2$  를 계산하여 정리한 표이다. 실험 결과 시뮬레이션과 유사하게 제안하는 제어 방법의 동손 크기가 DPC-FTC<sup>[3]</sup>보다 2% 감소한 것을 알 수 있다.

표 5는 출력 토크와 토크 리플 값의 비교 결과를 보여준다. 제안하는 제어 방법을 적용함으로써 고장 상황 대비 토크 리플 성분이 약 44% 감소하였고 기존에 제안된 DPC-FTC<sup>[3]</sup> 방법과 비교할 때  $T/A_{avg}$  는 증가하고  $\sum I_{avg}^2$  은 감소하였다.

## 5. 결 론

대형 선박이나 잠수함은 내연기관에서 벗어나 대형 전기 추진 시스템을 사용하는 형태로 변화하고 있다. 특히 잠수함이나 대형 선박 같은 경우에는 모터에서 상

개방 고장이 발생하더라도 지속적으로 오랜 시간 동안 운전할 수 있으며 동시에 정속함을 유지하는 능력이 강조된다. 본 논문에서는 다상 BLDC 모터에서 상 개방 고장 발생 시 다수의 건전 상전류의 위상각과 크기를 제어하여 토크 리플과  $\sum I_{avg}^2$  을 감소시키는 제어 방법을 제안하였다. HILS 검증을 통해 제안하는 제어 방법은 출력 토크의 크기를 유지하면서 고장 상황 대비 토크 리플 팩터의 크기를 44% 감소시키고 DPC-FTC<sup>[3]</sup> 방법 대비 건전 상전류의  $\sum I_{avg}^2$  크기는 감소하고  $T/A_{avg}$  는 증가한 것을 확인하였다.

이 논문은 한국연구재단(NRF)의 연구비 지원을 받아 작성되었습니다. (No. 2020R1A2C2101519)  
이 연구는 한국전력공사의 지원을 받았습니다. (Grant number: R21XO01-6)

## References

- [1] A. T. Almeida, F. Ferreira, and G. Baoming, "Beyond induction motors—technology trends to move up efficiency," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 50, No. 3, pp. 201, 2014.
- [2] H. Jung, G. Park, D. Kim, and S. Jung, "Optimal design and validation of IPMSM for maximum efficiency distribution compatible to energy consumption areas of HD-EV," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 53, No. 6, pp. 23, 2017.
- [3] H. Park and Y. Suh, "Fault-tolerant control strategy for reduced torque ripple of independent twelve-phase BLDC motor drive system under open-circuit faults," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2020.
- [4] S. Dwari and L. Parsa, "An optimal control technique for multiphase PM machines under open-circuit faults," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 5, pp.153, May 2008.
- [5] S. Dwari and L. Parsa, "Fault-tolerant control of five-phase permanent-magnet motors with trapezoidal back EMF," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 2, pp. 215, Feb. 2011.
- [6] L. Parsa and H. A. Toliyat, "Multi-phase permanent magnet motor drives," in *IEEE Industry Applications Conference*, Vol. 1, 2003.
- [7] A. Akay, P. Lefley, and M. Kansara, "Open-circuit fault-tolerant control of five-phase PM machine based on current space vectors," in *IEEE Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, 2020.
- [8] G. Feng et al., "Open-phase fault modeling and optimized fault-tolerant control of dual three-phase permanent magnet synchronous machines," *IEEE*

*Transactions on Power Electronics*, Vol. 34, No. 11, pp. 29, Nov. 2019.

- [9] Z. Sun, J. Wang, W. Jewell, and D. Howe, "Enhanced optimal torque control of fault-tolerant PM machine under flux weakening operation," *IEEE International Conference on Electrical Machines*, 2008.
- [10] N. Bianchi, S. Bolognani, and M. Dai Pre, "Strategies for the fault-tolerant current control of a five-phase permanent-magnet motor," *IEEE Transaction on Applications*, Vol. 43, No. 4, pp. 208, 2007.
- [11] J. Moon, W. Lee, S. Park, and J. Kim, "Fault tolerant control method of seven-phase BLDC motor in asymmetric fault condition due to open phase," in *International Conference On Power Electronics-Ecce Asia*, pp. 1 - 5, 2015.
- [12] H. Heo, W. Im, J. Kim, Y. Kim, and J. Oh, "Fault tolerant control methods of dual type independent multi-phase BLDC motor under openswitch fault conditions," in *IEEE Applied Power Electronics Conference And Exposition (APEC)*, 2012.
- [13] F. Aghili, "Fault-tolerant torque control of BLDC motors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 2, pp. 51, 2011.
- [14] H. Qiu-Liang, C. Yong, and L. Xu, "Fault-tolerant control strategy for five-phase PMSM with third-

harmonic current injection," *IEEE ACCESS*, Vol. 6, pp. 9, 2018.



### **김태윤(金泰潤)**

2021년 전북대 전기공학과 졸업. 2021년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



### **서용석(徐庸碩)**

1991년 연세대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 위스콘신대 전기공학과 졸업(박사). 1993년~1998년 삼성전자 전력반도체 사업부 응용 엔지니어. 2004년~2008년 스위스 ABB 전력전자 및 고압 드라이브 사업부 수석 엔지니어. 2008년~현재 전북대 전기공학과 교수. 당 학회 연구사업이사.



### **박현철(朴賢哲)**

2011년 전북대 전기공학과 졸업(석사). 2011년~2013년 일진전기(주) 전력전자 R&D 선임연구원. 2013년~2016년 다원시스 ITER 부장. 2018년~현재 전북대 전기공학과 박사과정.