

2-Stage 모터 시스템의 운전 모드 전환시 충격 완화 방법

최호림¹⁾·김성민¹⁾·유태일¹⁾·강진욱¹⁾·빈승현¹⁾

현대자동차¹⁾

Suppression of Torque Shock on Switching Driving Mode of 2-Stage Motor System

Horim Choi¹⁾ · Seongmin Kim¹⁾ · Taeil Yoo¹⁾ · Jinwook Kang¹⁾ · Seunghyeon Bin¹⁾

^{*)} Hyundai Motor Company, HyundaiYeonguso-ro, Namyang-eup, Hwaseong-si, Gyeonggi-do, 18280, Korea

Abstract : The 2-Stage motor system is a technology that can enhance the performance of electric vehicles by increasing the power through the use of an open-end winding motor and a dual inverter system. It helps increase the available voltage size of the motor based on the same battery voltage standard. 2-Stage refers to two driving modes, and it allows the use of closed-end winding (CEW) mode and open-end winding (OEW) mode in one motor system using a switching switch. However, when the mode is switched, the available voltage ellipse size changes rapidly by about 1.7 times. This causes a significant change in the d-axis and q-axis current commands in the control area of the Interior permanent-magnet synchronous motor (IPMSM). As a result, torque ripple can occur in the vehicle during mode switching, which can significantly degrade vehicle speed and driving quality, and act as a factor of instability in mode switching. In this paper, variable modulation index control logic is proposed to prevent torque shock during switching. The logic was developed to prevent the rapid change in current command caused by the inverter's available voltage difference in the CEW ↔ OEW switching boundary area. In this study, we proposed linear logic that can linearize the changes in the reference value of the voltage utilization ratio that determines the size of the voltage limit ellipse. It was confirmed that the available voltage change in the switching area can be linearized, and the current change, torque shock, and ripple were greatly improved. It is expected that the use of this control algorithm will alleviate the switching shock of the 2-Stage motor system, thereby improving the driving quality of the EV powertrain.

Key words : Open-End Winding Induction Motor, Dual Inverter System, Switching Driving Mode, Torque Shock, Modulation Index(MI)

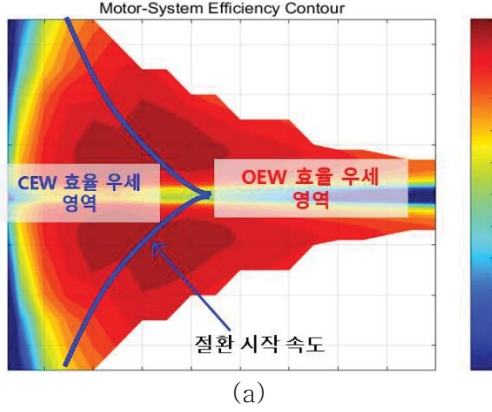
1. 서 론

최근 전기차의 모터 성능을 더 높이기 위해 다양한 연구가 진행되고 있으며 당사에서는 인버터 원가 절감 및 출력 향상을 위해 2-Stage 모터 시스템을 개발 하고 있다. 2-Stage 시스템은 Single Inverter + CEW Motor System과 Dual Inverter + OEW Motor System의 장점을 모두 활용할 수 있게 만들어 주는 기술이다. 2-Stage 모터 시스템의 경우 (Fig. 1a)에서 볼 수 있듯이 모터 속도마다 CEW / OEW의 효율 우세영역이 달라진다. 그렇기 때문에 일반적으로 절환 기준선을 설정하여 저속에서는 CEW모드를, 고속에서는 OEW 모드를

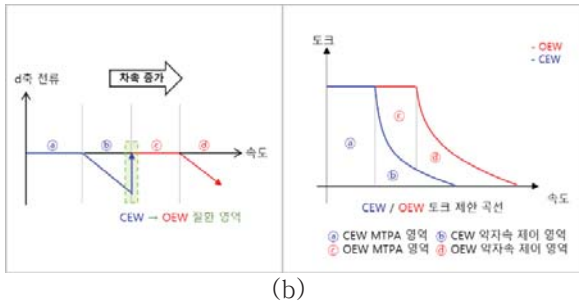
사용하게 된다. 이를 속도에 따라 살펴보면 (Fig. 1b)에서 확인할 수 있다. CEW 모드에서 MTPA영역을 사용하다가 모터 회전속도가 더 올라가게 되면 약자속 제어를 실시한다. 여기서 절환 기준 조건에 도달하게 되면 Dual Inverter로 절환이 이루어지고 OEW MTPA 영역을 지나 OEW 약자속 제어 영역까지 이동하게 된다. 절환 과정에서 제어영역이 달라지는 구간이 생기고 이는 모드 절환시 토크 쇼크를 일으킬 수 있다는 단점이 존재한다.

기존의 CEW IPMSM모터의 경우 MTPA영역, 약자속 영역 토크 리플을 저감하기 위한 많은 연구가 있었다[4][5]. 하지만 모드 간 절환시 발생하는 토크 리플에 대한 연구는 전무한 상태이다. 기존의 절환

방식으로는 이 약자속 영역에서 절환이 이루어질 때 토크 쇼크가 발생하는데 절환시 토크 충격이 발생하면 절환 안전성을 해치고 인버터의 정상적인 제어가 불가능해질 수 도 있다.



(a)



(b)

Fig. 1. (a) 속도별 CEW/OEW 효율 우세 영역 (b) 모터rpm 상승시 d축 전류 변화 및 제어영역 변화

이를 극복하기 위해 가변 MI 제어 로직을 본 논문에서 제안하였다. 절환 영역에서 미리 설정된 가변 MI 히스테리시스값을 이용한 수식으로 전압 이용률을 제한하는 로직이다. 제어 로직에는 계수 (a)가 수식에 곱해져 전압 이용률 제한량을 얼마나 주입할지 결정할 수 있다. 결과적으로 OEW모드의 MTPA제어영역을 약자속제어 영역으로 이동시킬 수 있고 두가지 Mode(CEW/OEW)간의 전류 지령 오차를 최소화 할 수 있게 한다. 기존 로직과 비교했을 때 토크 충격을 효과적이게 감소시킬 수 있는 것을 확인할 수 있었다. 제안하는 방법의 효과성은 EV(Electric Vehicle)용 100kW급 OEW IPMSM - 듀얼인버터를 이용하여 검증하였다.

2. CONVENTIONAL CONTROL METHOD

2.1 Basic Theory of Open-End Winding Induction Motor

본 논문에서 사용한 OEW 모터는 IPMSM이며 두개의 인버터를 스플릿 스위치를 이용해 CEW모드와 OEW모드로 전환이 가능한 특징이 있다.

듀얼 인버터를 사용하는 OEW 모드의 Rotor Reference Frame에서 전압 방정식은 다음과 같다.

$$V_{dsr} = V_{dsr1} - V_{dsr2} = R_s i_{dsr} + L_{ds} \frac{di_{dsr}}{dt} - \omega_e (L_{qs} i_{qsr}) \quad (3)$$

$$V_{qsr} = V_{qsr1} - V_{qsr2} = R_s i_{qsr} + L_{qs} \frac{di_{qsr}}{dt} + \omega_e (\phi_f + L_{ds} i_{dsr}) \quad (4)$$

$$V_{ns} = V_{ns1} - V_{ns2} = R_s i_{ns} + L_{lk} \frac{di_{ns}}{dt} + 3\omega_e \phi_n \cos 3\theta_r \quad (5)$$

이때, V_{dsr1} 는 인버터-1 d축 전압, V_{dsr2} 는 인버터-2 d축 전압, V_{qsr1} 은 인버터-1 q축 전압, V_{qsr2} 은 인버터-2 q축전압, V_{ns} 는 0상분 전압, i_{dsr} 는 d축 전류, i_{qsr} 는 q축전류, i_{ns} 는 0상분 전류, ϕ_f 는 마그넷 자속, R_s 는 상저항, ω_e 는 전기각속도, θ 는 전기각, L_{ds} 는 d축 인덕턴스, L_{qs} 는 q축 인덕턴스, L_{lk} 는 누설 인덕턴스를 나타낸다. 여기서 'r' 은 회전좌표계를 의미한다.

OEW 모터에 인가되는 전압은 인버터1과 인버터2의 전압 차이로 정의 되며 Y결선을 사용하는 CEW모드와 달리 결선이 Open된 듀얼 인버터를 사용하기 때문에 Zero Sequence Current가 보이게 된다.

2.2 Basic Theory of Dual Inverter

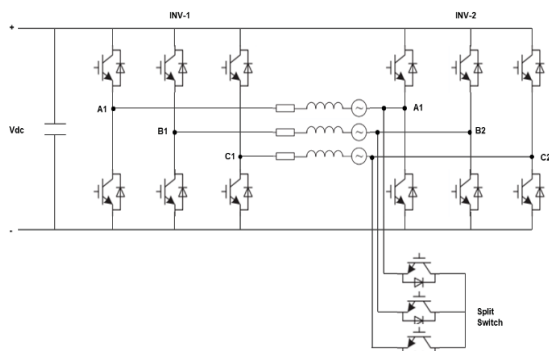


Fig. 2. 듀얼 인버터 시스템 토폴로지

본 논문에서 사용한 듀얼 인버터 시스템의 구조는 (Fig. 2)와 같다. CEW모드에서는 스플릿 스위치를 On 시켜 Y결선으로 만들어 준다. 즉, 인버터 1만 사용하여 모터를 제어하게 된다. OEW 모드에서는 스플릿 스위치를 Off 시켜 인버터1과 인버터2를 동시에 구동한다. 식 (3), (4), (5)에서 볼 수 있듯이 OEW모드에서는 두개의 인버터를 동시에 사용하기 때문에 이론상 2배의 전압을 형성할 수 있다.

(Fig. 3a)는 듀얼인버터에서 볼 수 있는 총 64개의 Space Vector 조합을 나타낸다.[7]

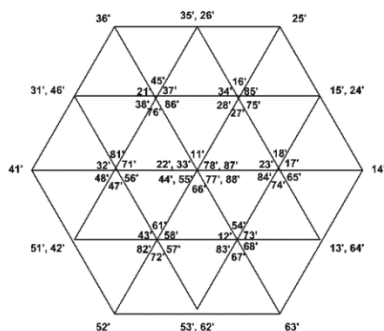


Fig. 3. Open-End Winding 3 Level 인버터의
합성 전압 Space Vector

두개의 배터리를 이용한 듀얼 인버터와 달리 한 개의 배터리를 에너지원으로 하는 듀얼 인버터를 이용하여 전압 지령을 만들어 낼 때는

Common Mode Voltage가 생길 수 있다. 이는 토크 생성에 사용되지 않는 누설 전류를 만들어 전자기 교란 및 베어링 전식을 야기한다. 하지만 인버터1과 인버터2가 동일한 Common Mode Voltage를 만들어내는 특정 전압벡터만을 이용해 제어하면 이를 상쇄하여 없앨 수 있다.[9]

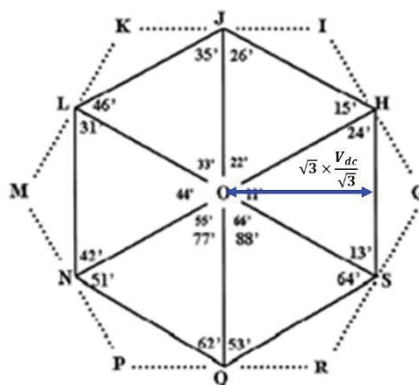


Fig. 4. Common Mode Voltage를 생성하지 않는 듀얼 인버터의 Voltage Space Vector

(Fig. 4)에서 인버터1과 인버터2의 Common Mode Voltage를 상쇄시켜 ZSC를 억제할 수 있는 Space Vector 조합을 표시하였다. 해당 지령을 사용하여 전압을 생성하게 되면 CEW모드의 선형영역을 사용할 때보다 OEW모드에서 약 $\sqrt{3}$ 배만큼 큰 전압을 사용할 수 있다. 따라서 본 논문에서 사용된 계수 α 는 $1 \sim \sqrt{3}$ 사이의 값으로 설정할 수 있다.

2.3 Torque Equation

PMSM에서 입력 전력은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_{in} = \frac{3}{2}(v_{ds}^r i_{ds}^r + v_{qs}^r i_{qs}^r) \quad (6)$$

위 식에서 기계적 출력을 추출하면 아래와 같다.

$$P_{out} = \frac{P}{2} \frac{3}{2} (w_{rm} \lambda_{ds}^r i_{qs}^r - w_{rm} \lambda_{qs}^r i_{ds}^r) \quad (7)$$

이를 다시 토크에 대한 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{3}{2} (\phi_f i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r) \quad (8)$$

영구자석에 의한 토크와 릴럭턴스 토크가 존재함을 알 수 있다. 이는 순시적인 d, q축 전류 지령의 변화가 토크 출력에 영향을 주는 것을 확인할 수 있다.

2.4 Problem of Stage Transition in Dual Inverter

(Fig. 5)는 기존 2-Stage 모터 시스템의 약자속 제어기 블록 다이어그램을 보여준다. 약자속 제어기의 입력으로는 토크 지령, 모터의 회전속도, 가용 전압, d축, q축 전압 전령, miRef 값 등이 들어간다. 이 때, 약자속 제어기에 들어가는 가용 전압의 크기는 CEW 모드일 때 $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$, OEW 모드일 때는 듀얼인버터간 Common Mode Voltage를 제거하기 위해 (Fig. 4)와 같이 V_{dc} 로 제한된 값이 들어가게 된다.

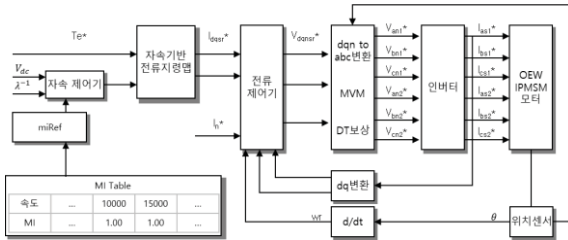


Fig. 5. 기존 약자속 제어기 블록 다이어그램

(Fig. 6)에 특정 rpm에서 각 모드 별 전압 제한 타원과 등 토크 곡선을 나타내었다. 앞서 설명한 것과 같이 OEW 모드의 경우 CEW 대비 전압제한타원이 더 크다. 그렇기 때문에 같은 토크를 만들어 내기 위해 CEW는 약자속 제어를 실시해야 하는 반면[10] OEW는 MTPA 제어가 가능한 구간이 존재한다. 만약 이순간 CEW에서 OEW로 상태 전환이 이루어졌다면 이 때 전류 지령은 ①에서 ②로 즉시 이동하게 된다. 이 과정에서 d축, q축 전류의 과도상태가 발생하고 지령이 등토크 곡선을 따라가는 것이 아닌

최소거리로 이동하게 된다. 즉, 식(8)에서 볼 수 있듯이 전류 지령차이가 토크 쇼크로 이어진다.

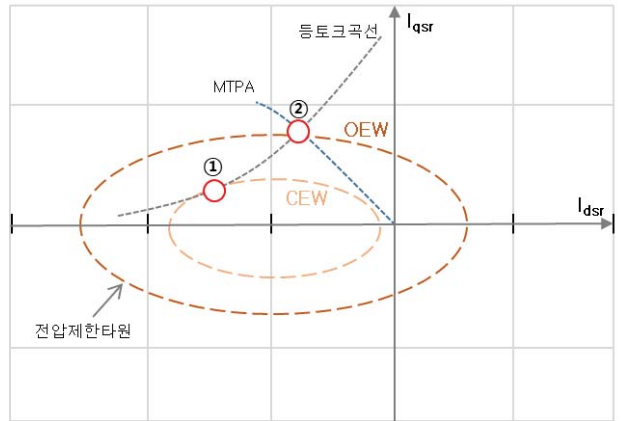


Fig. 6. CEW / OEW 모드 별 전압 제한 타원

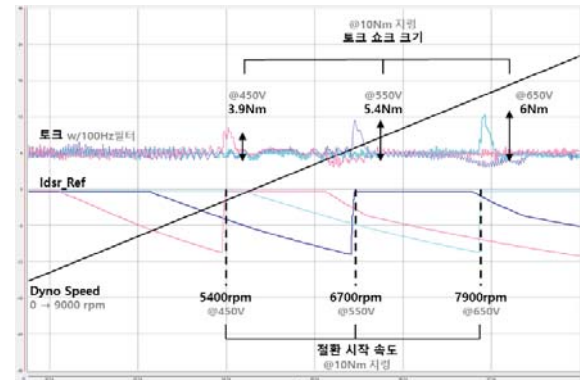


Fig. 7. 가속 주행 중 모드 전환시(CEW to OEW) 토크 쇼크 크기

(Fig. 7)은 전압별로 속도가 0에서 9000rpm까지 증가할 때 발생하는 토크 쇼크 크기를 시험한 데이터이다. 이때 d축 전류(I_{dsr_Ref})값이 들어가는 시점부터 제1 약자속 제어가 들어가는 것을 확인할 수 있다. 속도가 증가하면서 모터 역기전력의 값도 커지기 때문에 d축 전류지령도 커지게 된다. 전압이 낮은 450V의 경우 5400rpm에서 전환하기 시작하여 OEW모드로 완전히 전환되었을 때 전압타원의 크기가 CEW대비 커지게 된다. 이 순간 약자속 제어에서 MTPA제어로 이동하기 때문에 d축 전류 지령이 0으로 빠지게 된다. 이 때 5400rpm까지는 10Nm 토크 지령을 유지하지만 전환하는 순간 약3.9Nm 크기의 토크 쇼크가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 550V, 650V의 경우 450V 대비 전압타원의

크기가 상대적으로 크기 때문에 약자속 제어를 시작하는 시점이 고rpm으로 이동하였고 절환을 시작하는 시점도 각각 6700, 7900rpm으로 늦춰지게 된다. 이 때 10Nm 토크 지령 기준 5.4Nm, 6Nm의 토크 충격이 발생하는 것을 확인할 수 있다.

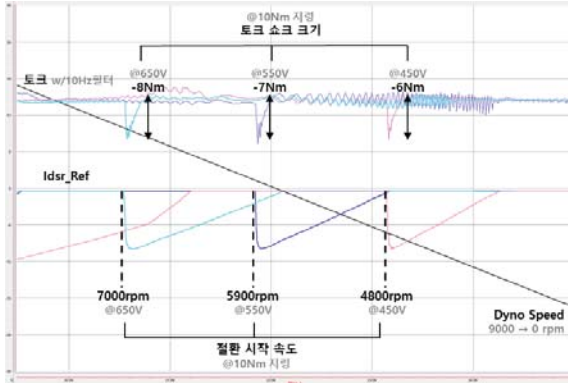


Fig. 8. 감속 주행 중 모드 절환시(OEW to CEW) 토크 쇼크 크기

(Fig. 8) 는 (Fig. 7)과 마찬가지로 전압별로 속도가 9000rpm에서 0까지 감소하는 상황에서 토크 쇼크 크기를 시험한 데이터 이다. 고속에서 효율을 올리기 위해 OEW모드를 사용하다가 중/저속에서 효율이 높은 CEW모드로 절환하게 된다. 이 때 전압타원의 크기가 급격히 작아지면서 약자속 제어를 시작하게 되고 d축으로 들어가는 전류지령이 급격히 커지는 것을 확인할 수 있다.

이러한 절환시 발생할 수 있는 충격의 문제는 차량내로 전달되는 토크 쇼크 발생이며 이는 절환 불안정성을 야기하며 차량 속도 떨림을 일으키는 요인이 된다. 토크 쇼크는 모터 턴수, 회전속도, 전압, 토크 지령에 따라 수~수십Nm 정도 발생하며 이는 운전 중 차량 진동을 감지할 수 있는 수준이다.

절환 충격의 주요 원인은 2-Stage 시스템의 모드 절환시 전압타원의 크기가 급격히 변화하여 약자속 제어 시작 시점이 상이하기 때문에 발생하는 d, q축 전류 지령 값이 급변하기 때문이다. 따라서, 본 논문에서는 제안하는 제어기를 이용하여 전류 지령의 변화의 간극을 좁혀 제어 안정성을 키웠으며

절환시 발생할 수 있는 토크 충격 및 절환 실패 가능성을 차단하여 고속 주행에서 안정성을 키우고 운전성 및 상품성을 향상시킬 수 있을 것으로 기대된다.

3. PROPOSED VARIABLE MI CONTROL

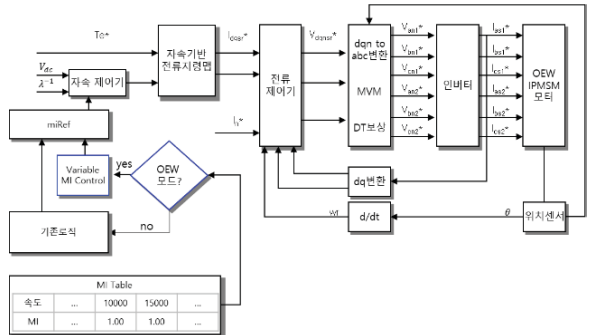


Fig. 9. 제안하는 가변 MI 제어 블록 다이어그램

(Fig. 9)는 본 논문에서 제안하는 2-Stage 모터 시스템에서 사용하는 Modulation Index Reference 기반 제어기의 블록도를 나타낸다. 지금까지의 모터 시스템은 하나의 인버터의 전압 제한만 고려해주면 되었지만 2-Stage시스템에서는 절환 충격을 방지하기 위해 두가지 모드에 대해 동시에 고려해 주어야한다. 먼저, OEW 모드 판단부에서 절환 상태를 판단하여 (역)자속 제어기에 들어갈 miRef값을 수식을 이용해 계산한다. 그 외에 (역)자속 제어기는 현재 MI reference, 전압, 계산된 역자속을 입력 받는다. (역)자속 제어기에서 PI제어기를 거친 (역)자속 레퍼런스 값과 전압, 현재 모터의 (역)자속값을 이용해 (역)자속 기반 전류지령맵(Look up Table)에서 전류 지령을 출력하게 된다. 전류 제어는 d축 q축 전류지령을 받아와 dq/abc 변환, MVM, HOVM을 거쳐서 게이트 드라이버로 신호를 보내준다.

$$MI_{variable} \quad (9)$$

식(9)는 (Fig. 9) 에 들어있는 Variable MI Control 로직을 구현하기 위한 수식이다.

(Fig. 10)은 모터속도가 증가하며 계산된 현재 역자속 값이 바뀌었을 때 miRef가 어떻게 변동되는지 보여준다. (Fig. 10a)의 경우 절환을 시작함과 동시에 miRef가 기존 값으로 유지되면서 가용 전압을 $\sqrt{3}$ 배 키우게 된다. 이런 비선형성을 보상해 토크 쇼크를 제거하고자 본 논문에서 제안한 식 (9)를 이용한 가변 로직을 이용하면 (Fig. 10b)와 같이 변한다. 즉, 신규 가변 MI 로직을 이용하면 제어기로 들어가는 miRef 값을 MI_Trans_Hys 동안 선형적으로 가변시킬 수 있다.

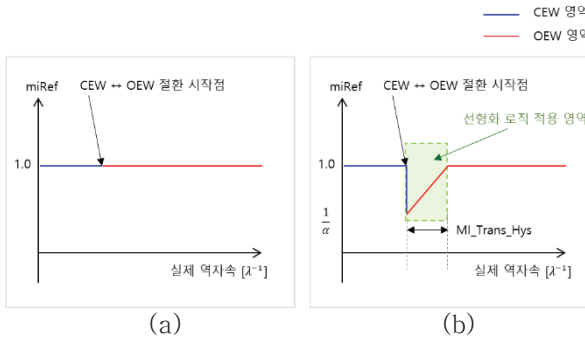


Fig. 10. 역자속 변화에 따른 운전 모드 절환시 miRef변화 (a) 기존로직 (b)제안하는 가변 MI 로직

4. EXPERIMENTAL RESULTS

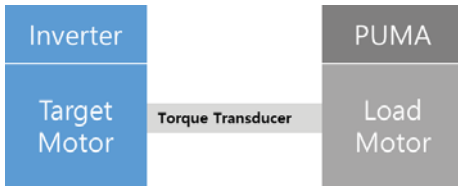


Fig. 11. 다이나모 시험 셋업

제안된 토크 쇼크 방지 로직의 타당성을 검증하기 위한 시험 셋업은 (Fig. 11)과 같이 구성하였다. 부하장치는 400kW급 다이나모를 사용하였으며, 대상모터와 부하장치 사이에 축 커플러를 이용해 Torque Transducer를 설치하였다. 이번 시험에서 다이나모는 속도 제어장치로 사용되었고 대상모터는 구동/회생 토크를 만들 수 있는 100kW급 2-Stage

모터시스템을 이용하였다.

즉, 전류 지령 변화를 최소화 시켜 (Fig. 12a)에서 8Nm정도 크기의 토크 쇼크가 (Fig. 12b)에서 사라진 것을 확인할 수 있다.

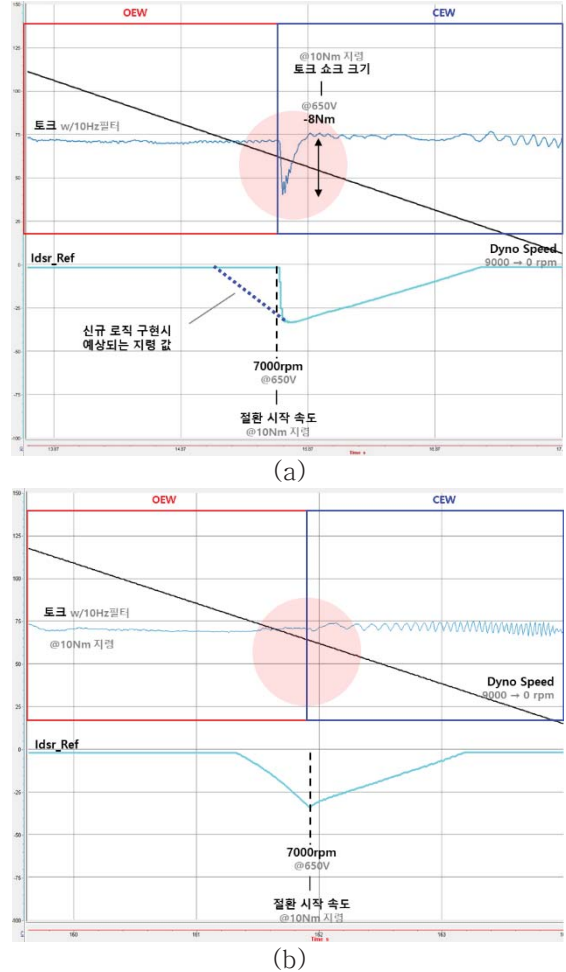
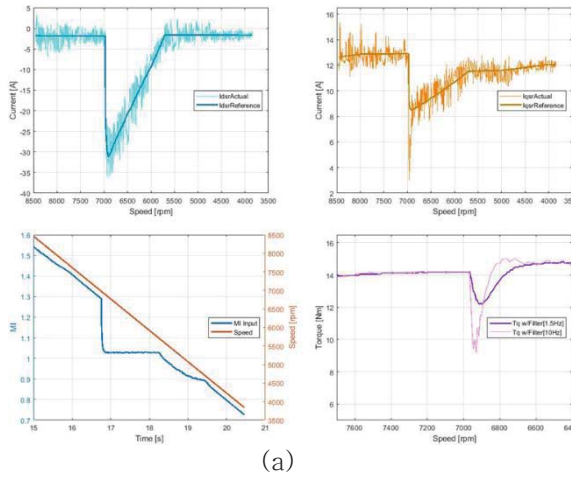


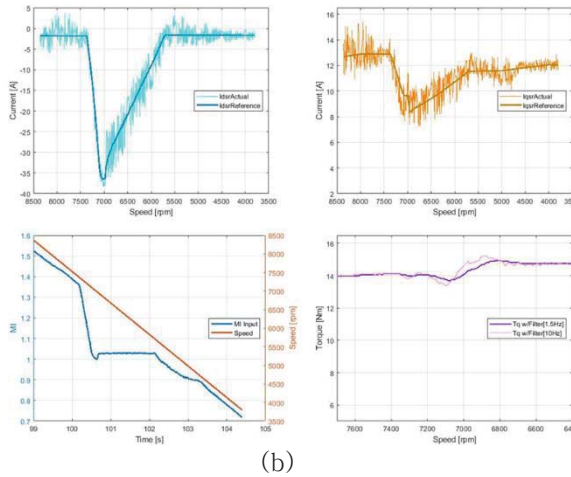
Fig. 12. (a)기존 로직 절환시 토크 쇼크 발생 (b)가변 MI 제어 로직 적용시 토크 쇼크 미발생

그 외 다양한 조건에서 로직의 효과성을 시험한 자료를 아래에 나타내었다. (Fig. 14)는 650V 전압에서 9000r/min에서 0r/min까지 속도 하강 시험 시 10Nm 토크 지령을 줬을 때의 데이터 결과이다. 왼쪽위부터 Idsr 지령과 실측, Iqsr 지령과 실측, 다이나모 속도 및 MI, 실측 토크(w/ 1.5Hz필터, 10Hz필터)이다. 기존 로직이 적용된 (Fig. 14a)의 pk-pk 토크 쇼크를 보면 4.6Nm로 측정되었다. 하지만 본 논문에서 제안한 로직 적용시 (Fig. 14b)에서 확인할 수 있듯이 pk-pk 토크 쇼크가 0.5Nm로 줄은 것을 확인할 수 있다. 기존과 비교하여 약 73%의 토크 쇼크

비율을 저장하였다.



(a)



(b)

Fig. 14. 650V OEW to CEW 전환 (a) 기존로직 (b) 가변MI 제어 로직(MI_Trans_Hys = 0.665656, $\alpha = \sqrt{3}$)

5. 결론

본 논문에서는 2 Stage 모터 시스템의 CEW 모드 ↔ OEW 모드간의 전환 시 토크 쇼크를 줄일 수 있는 가변 MI 제어 로직을 제안하였다.

본 논문에서는 MI조절 계수(α)와 역자속 기반 히스테리시스(MI_Trans_Hys)를 이용하여 OEW모드에서 절환영역의 가용 전압 크기를 선형적으로 제어할 수 있었으며 제어를 설계하여 의도된 역자속 제어를 유도하였다. 결과적으로 OEW와 CEW의 전류지령 크기 차이를 줄여 토크 쇼크를 줄일 수 있도록 만들었다.

시험결과 제안한 방법이 토크 쇼크를 감소시킬 수 있음을 증명하였다.

다만 전압이 커질수록 토크 쇼크 크기가 커지는 현상이 있었고 이는 고전압일수록 최대 효율을 위해 CEW모드를 많이 사용하는 절환 기준선의 특성상 절환 시점이 뒤로 미루어지기 때문으로 추정되며 따라서 전압별로 최적의 히스테리시스(MI_Trans_Hys)가 존재하였다.

향후 가변 MI 제어로직과 기존 로직간의 효율 차이를 비교하여 실차 적용가능성을 차기 과제에 진행 할 예정이다.

References

- [1] Gubae Rang, Jaesang Lim, Kwanghee Nam, Hyung-Bin Ihm and Ho-Gi Kim, "A MTPA control scheme for an IPM synchronous motor considering magnet flux variation caused by temperature," Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04., 2004, pp. 1617-1621 Vol.3, doi: 10.1109/APEC.2004.1296081.
- [2] T. Kwon, and S. Sul, "Novel Anti-windup of a Current Regulator of a Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor for Flux-Weakening Control," IEEE Trans. on IA, vol.42, no.5, pp1293-1300, Sep/Oct 2006.
- [3] T. Kwon, G. Choi, M. Kwak and S. Sul, "Novel Flux-Weakening Control of an IPMSM for Quasi-Six-Step Operation," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 44, no. 6, pp. 1722-1731, Nov.-dec. 2008, doi: 10.1109/TIA.2008.2006305.
- [4] Cho, Hyung-June, Yong-Cheol Kwon, and Seung-Ki Sul. "Torque ripple-minimizing control of IPMSM with optimized current trajectory." *IEEE Transactions on Industry Applications* 57.4 (2021): 3852-3862.
- [5] G. Lee, S. Kim, J. Hong and J. Bahn, "Torque Ripple Reduction of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Using Harmonic Injected Current," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 44, no. 6, pp. 1582-1585, June 2008, doi: 10.1109/TMAG.2008.915776
- [6] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point clamped PWM inverter," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-17, no. 5, pp. 518-523, Sep./Oct. 1981.
- [7] E. G. Shivakumar, K. Gopakumar, S. K. Sinha, A. Pittet and V. T. Ranganathan, "Space vector PWM

- control of dual inverter fed open-end winding induction motor drive," APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181), 2001, pp. 399-405 vol.1, doi: 10.1109/APEC.2001.911678.
- [8] K. Sivakumar, A. Das, R. Ramchand, C. Patel and K. Gopakumar, "A three level voltage space vector generation for open end winding IM using single voltage source driven dual two-level inverter," TENCON 2009 – 2009 IEEE Region 10 Conference, 2009, pp. 1-5, doi: 10.1109/TENCON.2009.5396225.
- [9] Baiju, M.R.; Mohapatra, K.K.; Kanchan, R.S.; Gopakumar, K, "A dual two-level inverter scheme with common mode voltage elimination for an induction motor drive" IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 19, Issue 3, May 2004 Pages:794 – 805
- [10] T. M. Jahns, G. B. Kliman and T. W. Neumann, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-22, no. 4, pp. 738-747, July 1986, doi: 10.1109/TIA.1986.4504786.
- [11] Gwon, Tae-Seok, and Seung-Gi Seol. "출력특성향상을 위한 영구자석 동기기의 약자속제어기에서의 제정수 오차 분석." *Proceedings of the KIPE Conference*. The Korean Institute of Power Electronics, 2007.
- [12] Lim, Seong Yeop, Jeong Min Shin, and Young Jun Kim. "Method for controlling motor torque in hybrid electric vehicle." U.S. Patent No. 7,772,791. 10 Aug. 2010.
- [13] 김성규, 박무신, 이영국, & 정진환. (2014). 인버터의 스위칭 패턴 절환 기술에 의한 친환경자동차의 연비 및 NVH 개선 방법에 대한 연구. *한국자동차공학회 추계학술대회 및 전시회*, 1281-1282.