

# 이중 인버터를 이용한 표면 부착형 영구자석 동기전동기의 약자속 제어

김영남<sup>1</sup>, 이용재<sup>1</sup>, 하정익<sup>†</sup>

## Flux Weakening Control for Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Machine Driven by Dual Inverter

Youngnam Kim<sup>1</sup>, Yongjae Lee<sup>1</sup>, and Jung-Ik Ha<sup>†</sup>

**Abstract** - For open-end permanent magnet synchronous machine(PMSM) with dual inverter system, where one inverter is connected to the source and the other is flying, the dc link voltage of the flying inverter can be boosted through the machine. For this reason, when compared with single inverter drive system, higher voltage can be applied to PMSM, and higher torque can be generated in the flux weakening region. In this case, however, active and reactive powers are separately supplied by each inverter to maintain the dc link voltage of flying inverter. Therefore, the required flux weakening control is different from the conventional method for a single inverter drive system. This paper proposes the novel flux weakening control method which maximizes the active voltage component in a dual inverter PMSM drive system. The proposed method was demonstrated and verified through experimental results.

**Keywords:** dual inverter, flux weakening, permanent magnet synchronous machine(PMSM)

### 1. 서 론

영구 자석 동기 전동기(PMSM)는 효율이 높고 전력 밀도, 토크 밀도가 높으며 기동토크가 크다는 장점이 있어 EV나 HEV에 사용된다. 하지만 PMSM은 고속 운전 시 역기전력의 크기가 매우 크기 때문에 이를 공급하기 위한 높은 dc 링크 전압을 필요로 한다. 때문에 높은 전압의 배터리를 사용하거나 부스트 컨버터를 이용하여 dc 링크 전압을 승압하는 방법이 주로 사용된다. 하지만 높은 전압의 배터리를 사용하게 되면 배터리 셀 간의 밸런싱이 어려워지며, 약자속 영역에서 큰 d축 전류가 필요하여 손실이 크다. 또한, 배터리의 등가직렬저항(ESR)로 인해 dc 링크 전압이 맥동하는 단점이 있다. 부스트 컨버터를 이용하는 방법은 리액터와 전력 반도체 등의 추가로 시스템이 커지고 무거워지는 단점이 있

다. 이러한 문제점 때문에 이중 인버터를 이용한 개방 권선 전동기 구동 시스템에 대한 많은 연구가 진행되었다<sup>[1-2]</sup>.

이중 인버터 구동 시스템은 전동기의 고정자 권선의 단자 6개를 모두 외부로 꺼내어 2개의 인버터에 3개씩의 단자를 연결하여 각 인버터를 독립적으로 제어할 수 있는 시스템을 말한다. 전동기에 인가되는 전압은 두 인버터 출력전압의 차이이므로 다양한 방법으로 전압을 인가할 수 있다. 따라서 전압 인가 방법에 따라 기존과는 다른 약자속 방법이 필요하다.

이중 인버터 구동 시스템에서 두 인버터가 각각 분리된 전원에 연결된 경우, 두 전원의 전압 비에 따라 다양한 멀티레벨 구동이 가능하다<sup>[1]</sup>. 두 전압이 같으면 3 레벨 인버터와 같은 형태의 전압 출력이 가능하고, 전압비가 2:1인 경우 4 레벨 출력이 가능하다. 또한, 두 인버터의 독립적인 제어로 단일 역률 제어(unity power factor control), 전압 직교 제어(voltage quadrature control), 인버터 최적 사용 제어(optimum inverter utilization control) 등의 다양한 방법으로 전동기에 전압을 인가해 줄 수 있다. [1]에서는 전류 제어기에서 생성된 전압 지령을 제어 방법에 따라 각 인버터의 전압 지령으로 분리하는 방법을 제안하였지만 속도에 따른 제어 방법은

Paper number: TKPE-2013-18-5-4 ISSN: 1229-2214

<sup>†</sup> Corresponding author: jungikha@snu.ac.kr, Dept. of Electrical and Computer Eng., Seoul National University  
Tel: +82-2-880-1760 Fax: +82-2-871-5974

<sup>1</sup> Dept. of Electrical and Computer Eng., Seoul National University

Manuscript received Feb. 26, 2013; accepted Jun. 10, 2013

— 본 논문은 2012년 추계학술대회 외부장학금 수혜논문임

언급하지 않았다.

한 인버터의 dc 링크만 전원에 연결하고 추가된 인버터의 dc 링크는 전원에 연결하지 않는 경우에는 전원에 연결된 인버터로 유효 전력을 공급하고 나머지 인버터로 무효 전력을 공급할 수 있다<sup>[2]</sup>. 전원에 연결되지 않은 인버터의 전압은 승압이 가능하고 전원은 유효 전력을 공급하는 데에만 사용되므로 일반적인 단일 인버터 구동 시스템보다 더 많은 전압을 전동기에 인가할 수 있게 되고, 따라서 약자속 영역에서 더 많은 토크를 출력할 수 있다. [2]에서는 속도 제어 블록도를 제시하였지만 고속 영역에 대해서는 기존의 약자속 제어기나 참조표를 사용할 수 있다고만 언급하고 이중 인버터 구조에 적합한 약자속 방법은 제시하지 않았다.

본 논문에서는 표면 부착형 영구자석 전동기의 이중 인버터 구동 시스템에서 한 인버터만 전원에 연결된 경우 유효 전력 분 전압의 크기를 최대화하는 약자속 제어 방법을 제안하고 실험을 통해 그 효용성을 검증하였다.

## 2. 이중 인버터 시스템

### 2.1 PMSM 모델링과 이중 인버터 시스템 구조

고정자 자속 기준 좌표계에서 PMSM은 다음과 같이 모델링할 수 있다.

$$V_d = R_s i_d + pL_s i_d - \omega_r L_s i_q \tag{1}$$

$$V_q = R_s i_q + pL_s i_q + \omega_r L_s i_d + \omega_r \lambda_f \tag{2}$$

여기서  $V_d(V_q)$ 는  $d(q)$ 축 고정자 전압,  $i_d(i_q)$ 는  $d(q)$ 축 고정자 전류,  $L_s$ 는 고정자 인덕턴스,  $R_s$ 는 고정자 저항,  $\omega_r$ 는 회전자 속도,  $p$ 는 미분 연산자, 그리고  $\lambda_f$ 는 영구자석의 자속이다. 식 (1)과 (2)를 통해 정상상태에서 PMSM의 고정자 전압은 저항 성분에 의한 손실과 회전자의 속도에 비례하는 항으로 이루어져 있는 것을 알 수 있다. 고속 운전 시에는 속도에 비례한 성분이 지배적이고 그 값에 비례해 인버터가 공급해야 하는 고정자 전압이 커지게 된다. 정격속도 이상의 영역에서는 전동기에 필요한 전압이 정격전압보다 크기 때문에  $d$ 축 전류가 음이 되도록 제어하여 고정자 전압을 낮춘다<sup>[3]</sup>.

식 (3)과 (4)는 전동기의 전압, 전류 제한 조건을 나타낸다. 이 때,  $V_{max}$ 는 dc 링크 전압과 PWM방법에 따라 결정되는 인버터의 최대 출력 가능 전압이고,  $i_{max}$ 는 정격전류이다.

$$V_d^2 + V_q^2 \leq V_{max}^2 \tag{3}$$

$$i_d^2 + i_q^2 \leq i_{max}^2 \tag{4}$$

$$\left(i_d + \frac{\lambda_f}{L_s}\right)^2 + i_q^2 \leq \frac{V_{max}^2}{\omega_r^2 L_s^2} \tag{5}$$

고속영역에서 (3)의 전압 제한 조건에 (1), (2)를 대입하면, 표면 부착형 영구자석의 경우  $d-q$ 축 인덕턴스가 같으므로, (5)의 관계식을 얻을 수 있다. 식 (5)는  $d-q$ 축에서 원점이  $(-\lambda_f/L_s, 0)$ 이고 반지름이 속도에 반비례하는 원으로 나타낼 수 있다. 전압 제한 원과 전류 제한 원을 한 평면에 나타내면 그림 1과 같다. 모든 속도에서 최대 토크를 출력하기 위한 전류 궤적을 화살표로 표시하였다.  $q$ 축을 따라 전류 궤적이 움직이는 영역을 단위 전류 당 최대 토크(MTPA)영역이라 하고, 전류 제한 원을 따라 움직이는 영역을 약자속 영역이라 한다.

그림 2는 이중 인버터 구동 시스템을 나타낸다. 단일 인버터 구동 시스템과 달리 전동기 내부에서 고정자 권선을 Y-결선하지 않고 개방 권선 전동기의 양단에 각각 인버터가 연결되어 있는 구조이다. 두 인버터의 출력전압의 차이가 전동기에 인가되므로 전류제어기를 통해 생성된 전압지령을 다양한 방법으로 전동기에 인가할 수 있다. 또한 두 인버터가 전압 지령을 나누어 갖는 방식에 따라 전압 변조 방법과 인버터의 스위칭 소자를 선택할 수 있다.

### 2.2 이중 인버터 시스템 제어 블록도

그림 3은 한 인버터만 전원에 연결된 이중 인버터 구동 시스템의 제어 블록도이다. 이 때, 전원에 연결된 인버터를 인버터1, 연결되지 않은 인버터를 인버터2로 정의한다. 전류 제어기를 통해 결정된 전압 지령을 이용해 전류 벡터와 전압 벡터 사이의 각을 계산한다. 이때 전류 벡터와 평행한 전압 성분이 유효 전력 분 전압

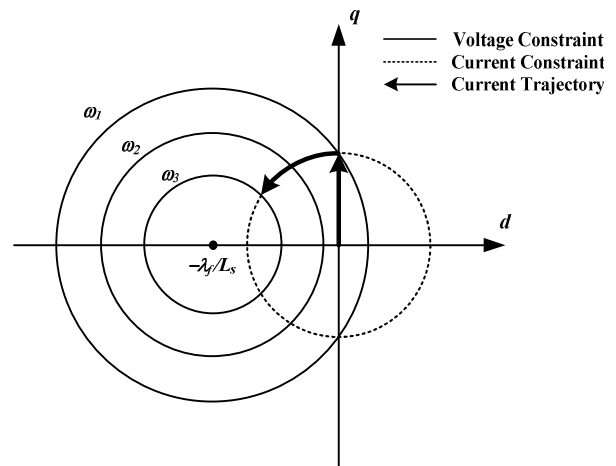


Fig. 1 Voltage and current constraint circle ( $\omega_1 < \omega_2 < \omega_3$ )

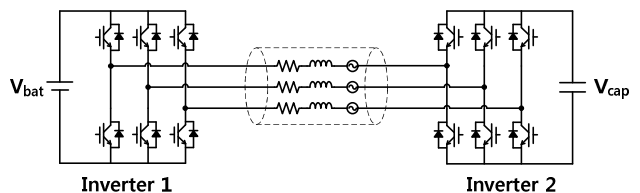


Fig. 2 Dual inverter drive system

( $V_{act}^*$ )이고, 수직 한 전압 성분이 무효 전력 분 전압이다.  $V_{act2}^*$ 는 인버터2의 dc 링크 전압을 일정하게 유지하기 위해 필요한 전압이다. 무효 전력 분 전압을 안정적으로 공급하기 위해서는 일정한 dc 링크 전압이 필요하며, 이는 배터리를 통해 공급되어야 한다<sup>[2]</sup>. 초기 구동 시 커패시터를 충전하면, 무효 전력만을 공급하므로, 평균적으로 일정한 전압을 유지한다. 또한, 인버터 손실이나 각 오차로 인한 dc 링크 전압의 변동을 억제할 수 있다. 유효 전력 분 전압과 무효 전력 분 전압을 분리한 후에는 전압 변조 방식을 결정하는데, 가장 많이 사용되는 공간벡터 PWM외에도 전원을 최대한 사용하기 위해 6-스텝 운전을 할 수 있다.

### 3. 제안하는 약자속 제어 방법

#### 3.1 단일 인버터 시스템에서의 약자속 제어

단일 인버터 구동 시스템에서의 약자속 제어는 전류 제어기의 출력을 이용한 피드백 제어 방식<sup>[4-5]</sup>과 참조표를 만들어 사용하는 피드 포워드 방식<sup>[6-7]</sup>이 주로 사용된다. 피드 포워드 방식은 전동기 모델이나 실험을 통해 참조표를 만든 후 사용하는 방식인데, 동특성이 좋다는 장점이 있지만 온도, 자기포화 등에 의한 제정수의 오차나 변화에 민감하다는 단점이 있다. 피드백 제어 방식은 전류 제어기를 통해 출력된 전압 지령의 크기가 인버터 최대 출력 가능 전압보다 작도록 유지하는 방법이다. 피드백 방식은 제정수 오차의 영향을 받지 않는다는 장점을 가지고 있다. 본 논문에서는 피드백 방식의 약자속 제어기를 제안하였다.

#### 3.2 제안된 약자속 제어 방법

그림 4는 제안된 약자속 제어기의 블록 다이어그램이다. 인버터2의 dc 링크는 전원과 연결되어 있지 않으므로 무효 전력 분 전압을 출력하는데 충분한 전압으로 승압할 수 있다. 따라서 인버터1의 전압지령만을 고려해 약자속 제어를 수행하는 것이 바람직하다. 약자속 제어기 내부의 PI제어기 입력으로 인버터1의 전압지령 크기

와 인버터1의 최대 출력 전압의 차이가 사용된다. 최대 출력 전압은 dc 링크 전압과 PWM 방법에 따라 정해지는 값으로 공간벡터 PWM 사용 시  $V_{dc}/\sqrt{3}$  이고 실제 구현에서는 약간의 마진을 두어 결정된다. PI제어기 출력부의 제한기는, 일반적으로 저속 영역에서는 전류 제어기의 출력이 인버터 최대 출력 전압보다 작으므로, 저속 영역에서 약자속 제어기를 비활성화 시키며 d축 전류의 크기가 정격전류를 넘지 않도록 제한한다. 또한, dc 링크 전압을 측정하므로 전원의 전압이 갑자기 감소해도 저질로 약자속 제어가 수행되는 장점이 있다. 약자속 제어기에 의해 생성된 d축 전류는 전류 제어기에 입력된다. d축 전류가 결정되면, 전체 전류가 정격 전류를 넘지 않도록 q축 전류의 최대값을 계산하여 속도 제어기에 입력해 준다<sup>[4]</sup>.

고속 영역에서 PMSM의 고정자 전압은 (1), (2)의  $-\omega_r L_s i_q$ ,  $\omega_r L_s i_d + \omega_r \lambda_f$  성분만 남아있는 것으로 근사할 수 있고, 이 때 유효 전력 분 전압은 전류와 같은 방향의 전압 성분이므로 (6)의 관계를 이용해 (7), (8)과 같이 나타낼 수 있다. 인버터의 출력 전압은 (7), (8)에 의해서만 제한되므로 이 값을 이용해 능력 곡선을 그리면 그림 5의 점선과 같다. 그림 5에서 실선은 단일 인버터 구동 시스템의 능력 곡선이며, (1), (2)에 의해서 전압이 제한되는 경우에 대해 그린 것이다. 유효 전력 분 전압의 크기는 고정자 전압의 크기보다 작으므로 더 높은 속도에서 약자속 전류가 출력되기 시작하고, 약자속 영역에서 더 많은 토크를 출력할 수 있으며, 더 큰 CPSR(Constant Power Speed Range)을 얻을 수 있다.

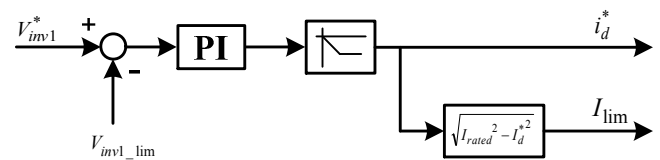


Fig. 4 Proposed flux weakening controller

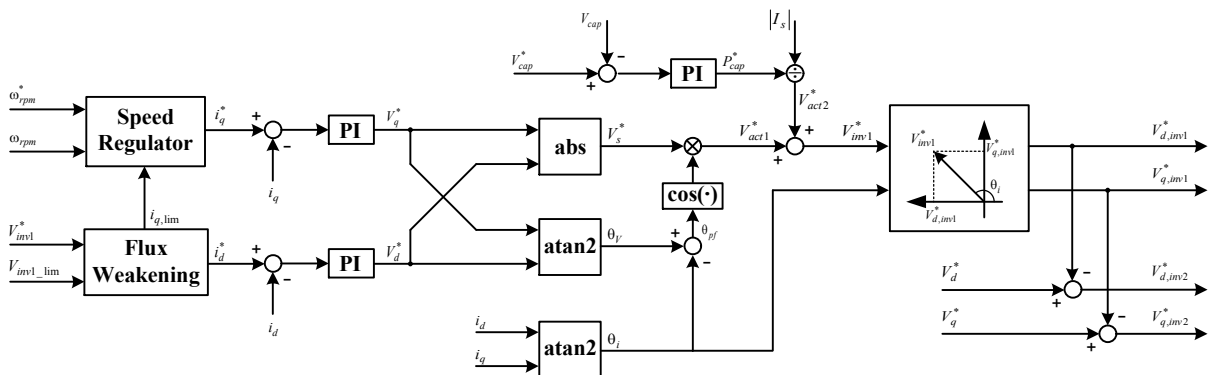


Fig. 3 The control block diagram of dual inverter drive system

Table 1 Parameters of SPMSM used in experiment

No. of Poles	8
$R_s$	0.013 [ $\Omega$ ]
$L_s$	1.8 [mH]
$\lambda_f$	0.129 [V/(rad/s)]
$I_{rated}$	25 [A]

$$V_{dq,act} = \left( \frac{V_{dq} \cdot I_{dq}}{|I_{dq}|} \right) \frac{I_{dq}}{|I_{dq}|} \quad (6)$$

$$V_{d,act} = \frac{\omega_r \lambda_f i_d^* i_q^*}{i_d^2 + i_q^2} \quad (7)$$

$$V_{q,act} = \frac{\omega_r \lambda_f i_q^2}{i_d^2 + i_q^2} \quad (8)$$

4. 실험결과

제안된 약자속 제어 방법 구현을 위한 실험 장치는 그림 6과 같다. 11kW급 개방 권선 표면 부착형 영구자

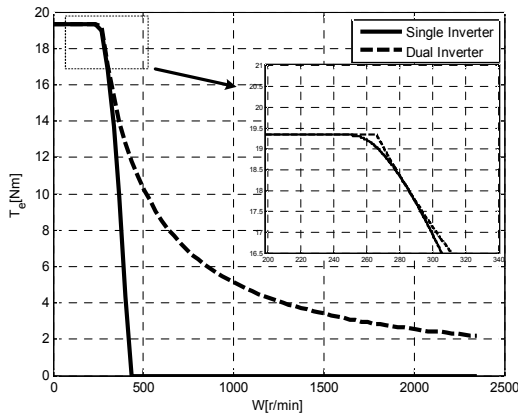


Fig. 5 Capability curve of PMSM

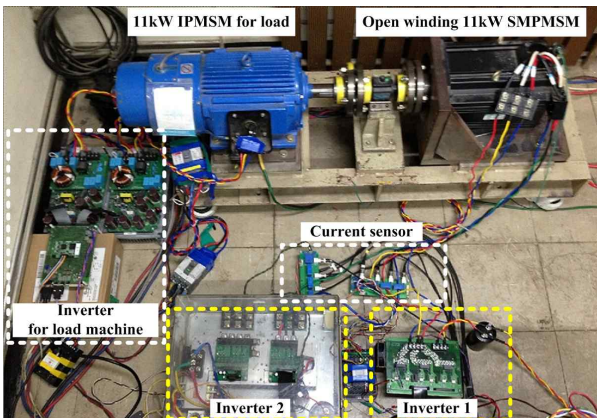
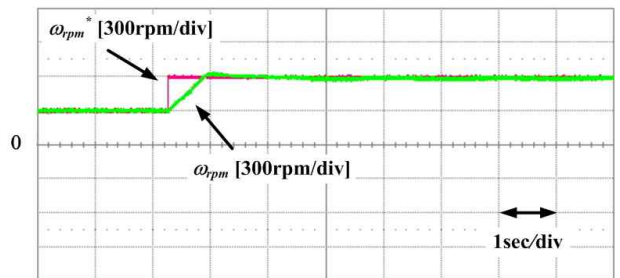


Fig. 6 Experimental setup

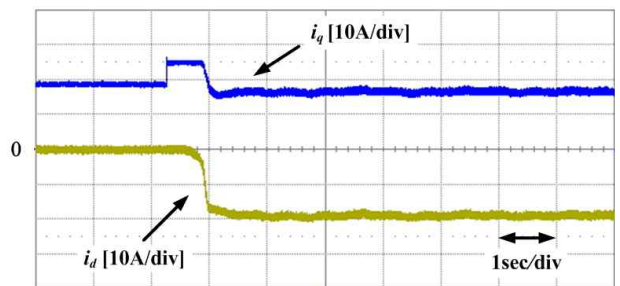
석 전동기를 사용하였으며, 부하기로는 매입형 영구자석 전동기를 사용하였다. 전동기의 제정수는 표 1과 같다. 제어는 TI사의 TMS320F28335를 이용한 디지털 제어를 사용하였고, DAC를 이용해 파형을 관찰하였다. 속도 제어기 대역폭은 7Hz, 전류 제어기 대역폭은 400Hz, 그리고 스위칭 주파수는 16kHz로 하여 제어기를 구성하였고, 전압 변조는 공간벡터 PWM을 사용하였다. 약자속 제어기와의 간섭을 줄이기 위해 전류 제어기의 대역폭을 낮게 설정하였고, 속도 제어기는 전류 제어기와의 분리 및 필터링 효과를 위해 낮게 설정하였다. 입력 전원은 60V, 인버터2의 dc 링크는 150V로 제어하였다. 약자속 제어기의 지령 값인 인버터1의 최대 출력 전압은  $V_{dc1}/\sqrt{3}$ 에 추가적인 마진을 두어 30.5V로 설정하였다. 모든 실험에서 부하기는 토크 제어를 수행하였으며 12.5 Nm의 부하토크를 전동기에 가해주도록 하였다.

그림 7은 300rpm에서 600rpm으로 스텝 속도 지령을 주었을 때  $d-q$ 축 전류를 나타낸 것이다. 속도 지령이 입력된 후 최대토크를 출력하다가 약자속 영역에서 제어기의 동작으로  $d$ 축 전류가 음이 된다. 속도가 지령 값에 도달한 후에는 일정한 속도를 유지하기 위해 필요한  $q$ 축 전류가 흐르는 것을 알 수 있다. 이 때의 전류를  $d-q$ 축 평면상에 나타내면 그림 8과 같다. 전류 제한 원을 점선으로 표시하였다. 지령 입력 후 전류 궤적이  $q$ 축을 따라 증가하면서 MTPA제어를 수행하다가 약자속 영역에 들어가면 전류 제한 원을 따라 움직인다.

그림 9는 유효 전력 분 전압, 무효 전력 분 전압, 그리고 인버터2의 dc 링크 전압을 나타낸 것이다. 속도가 증가하면서 약자속 영역으로 들어가면 제안된 제어기의



(a)



(b)

Fig. 7 Step response - (a) speed command and actual speed, (b)  $d-q$  axes current

동작으로 인버터1의 지령인 유효 전력 분 전압이 설정한 값으로 제어되는 것을 확인할 수 있다. 정상상태에 도달한 후에는 속도를 유지하기 위해 일정한 전압을 전동기에 인가한다. 무효 전력 분 전압과 인버터2의 dc 링크 전압도 일정하게 제어되는 것을 알 수 있다.

그림 10과 11은 각각 300rpm과 600rpm에서의 a상 폴 전압, 전류를 나타낸 것이다. 인버터1에서는 유효 전력만 공급하고 인버터2에서는 무효 전력만 공급하므로 MTPA 영역과 약자속 영역 모두에서 인버터1의 전압과 전류는 동상이다.

### 6. 결 론

본 논문에서는 이중 인버터를 이용한 개방 권선 전동기 구동 시스템에서의 약자속 제어 방법을 제안하였다. 한 인버터만 전원에 연결되고 다른 인버터는 연결되지 않는 경우, 기존의 단일 dc 링크를 가지는 경우에서의 약자속 제어 방법과는 다른 제어방법을 필요로 한다. 본 논문에서는 이 점을 이용해 유효전력 분 전압의 크기를

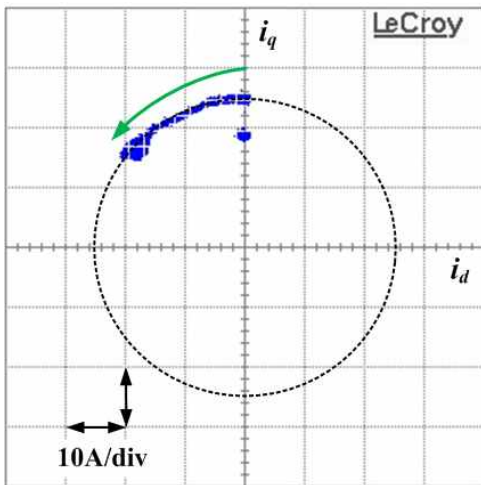


Fig. 8 Current trajectory

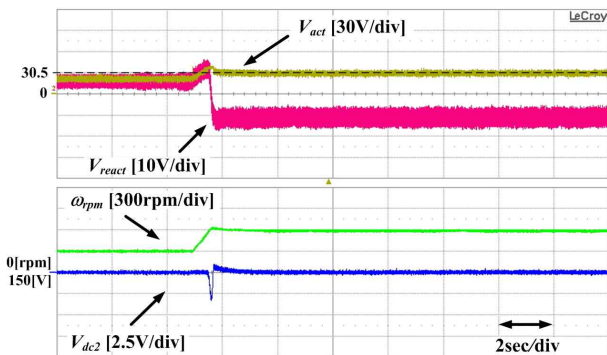


Fig. 9 Active voltage component, Reactive voltage component, Rotor speed, Inverter 2 dc link voltage

최대화하는 약자속 제어를 제안하였다. 제안된 약자속 제어기는 전원에 연결된 인버터의 전압 지령이 최대 출력전압을 넘지 않도록 제어하여 약자속 제어를 수행한다.

제안된 약자속 제어기는 출력부에 제한기가 있어 저속 영역에서는 비활성화되며 d축 전류의 크기가 정격 전류를 넘지 않도록 제어한다. 또한 dc 링크 전압을 측정하여 전원 전압이 갑자기 감소해도 저절로 약자속 제어가 수행된다. 약자속 제어기에서 출력되는 d축 전류는 MTPA제어를 통해 생성된 d축 전류 지령에 더해져 전류 제어기에 입력된다. 제안된 제어기의 동작은 실험을 통해 확인하였다.

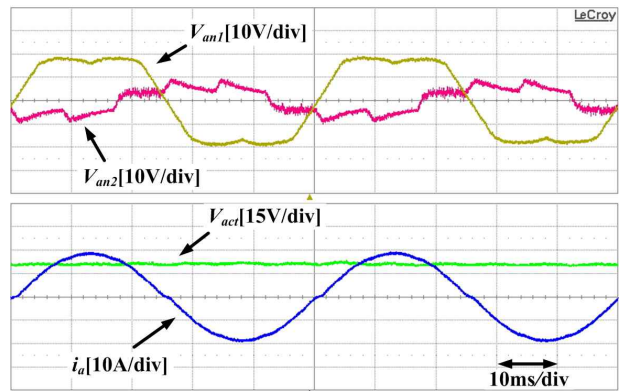


Fig. 10 A-phase pole voltage of inv.1 and inv.2(upper), a-phase current and active voltage(lower) at 300 r/min

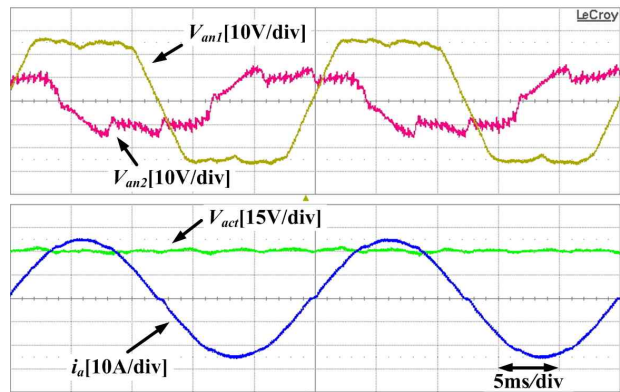


Fig. 11 A-phase pole voltage of inv.1 and inv.2(upper), a-phase current and active voltage(lower) at 600 r/min

이 연구는 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2009-0083495).

## References

- [1] B. A. Welchko, "A double-ended inverter systems for the combined propulsion and energy management functions in hybrid vehicles with energy storage," *IECON 2005. 31<sup>st</sup> Annu. Conf of IEEE.*, pp. 1401-1406, 2005.
- [2] J. S. Park and K. Nam, "Dual Inverter Strategy for High Speed Operation of HEV Permanent Magnet Synchronous Motor," in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meet.*, pp. 488-494, 2006.
- [3] Seung-Ki Sul, *Control of Electric Machine Drive Systems*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2011.
- [4] J. H. Song, J. M. Kim and S. K. Sul, "A New Robust SPMSM Control to Parameter Variations in Flux Weakening Region," in *Proc. IEEE IECON'96*, pp. 1193-1198, 1996.
- [5] D. S. Maric, S. Hiti, C. C. Stanku, J. M. Nagashima, and D. B. Rutledge, "Two flux weakening schemes for surface-mounted permanent-magnet synchronous drives. Design and transient response considerations," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, Vol. 2, pp. 673-678, Jul. 1999.
- [6] W. L. Soong and T. J. E. Miller, "Theoretical limitations to the field-weakening performance of the five classes of brushless synchronous AC motor drive," in *Proc. Int. Conf. Elect. Mach. Drives*, Oxford, U.K., pp. 127-132, Sep. 8-10, 1993.
- [7] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasu, and K. Taniguchi, "Expansion of operating limits for permanent motor by current vector control considering inverter capacity," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 26, No. 5, pp. 866-871, Sep./Oct. 1990.

**김영남(金榮南)**

1987년 2월 20일생. 2012년 서울대 전기공학부 졸업. 2012년~현재 동 대학원 전기·정보공학부 석사과정.

**이용재(李鎔在)**

1988년 12월 3일생. 2011년 서울대 전기공학부 졸업. 2013년 동 대학원 전기·정보공학부 졸업(석사). 2013년~현재 동 대학원 전기·정보공학부 박사과정.

**하정익(河廷穰)**

1971년 4월 28일생. 1995년 서울대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 졸업(석사). 2001년 동 대학원 졸업(공학박). 2001년~2002년 일본 Yaskawa전기 연구원. 2003년~2009년 (주)삼성전자, 생산기술연구소, 책임/수석연구원. 2009년~2010년 (주)LS메카피온 기술총괄이사(CTO). 2010년~현재 서울대 전기·정보공학부 조교수.