

論文2003-40SC-1-6

직접 구동방식의 터보 압축기를 위한 150마력,70,000rpm 초고속 전동기 구동 시스템 개발

(The Development of 150HP/ 70,000rpm Super High Speed Motor Driver for Direct Drive Method Turbo Compressor)

權正赫*, 卞智燮*, 崔重暎**

(Jeong-hyeck Kwon, Ji-seob Beyon, and Jung-keying Choi)

요 약

종래의 터보기기는 회전자의 높은 회전속도를 얻기 위하여 증속기어를 사용하였으나 근래에는 초고속 전동기를 적용하여 기계적인 효율 및 시스템의 소형화에 관한 연구가 활발히 진행중이다. 본 논문은 직접구동 방식의 터보 압축기를 위한 초고속 영구자석 동기전동기 구동시스템에 관한 논문으로서 150마력 70,000rpm 영구자석 동기전동기 구동시스템을 개발하여 상품에 적용하였다.

Abstract

Turbo compressor needs high speed rotation of impeller in structure, high rated gearbox and conventional induction motor.

This mechanical system increased the moment of inertia and mechanical friction loss. Recently, the study of turbo compressor applied super high speed motor and drive, removing gearbox made its size small and mechanical friction loss minimum. This paper describes the implementation of the vector control schemes for a variable-speed 131kW PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor) drive in super-high speed application.

Keyword : 초고속 전동기, 센서리스, 압축기, 벡터제어, 영구자석 동기전동기

I. 서 론

터보압축기는 그 구조상 고압의 압축공기와 높은 공력효율을 위해서는 임펠러의 회전속도가 일정한 영역

* 正會員,三星테크윈 파워시스템연구소 電氣電子 LAB (Samsung Techwin Power System R&D Center, Electric and Electronic Lab)

** 正會員,昌原大學校 電子工學科 産業電子制御研究室 (Changwon National University, Industrial Electronic Control Lab.)

接受日字:2002年8月28日, 수정완료일:2002年12月27日

안에서 운전되어야한다^{1,2)}. 일반적으로 임펠러의 고속운전을 필요로 하고 이를 구현하기 위하여 종래의 터보압축기는 범용 전동기(1800, 3600rpm)에 기어박스를 설치하여 10:1, 20:1 혹은 그 이상의 기어비로 증속을 하여 구현되었다. 기어박스와 기어박스 냉각시스템으로 말미암아 시스템은 크고 복잡해졌으며, 높은 기어비를 가진 기어박스는 구동부의 관성모멘트를 증가시켜 추가적인 기계 마찰손을 유발하였다. 고속 직접구동방식의 터보압축기를 구현하게 되면 압축기 시스템에서 증속용 기어박스를 제거할 수 있고, 따라서 시스템이 간단 및 소형화 되고, 기어박스에 의한 손실이 제거됨에 따라 효율 또한 증가시킬 수 있다. 이러한 이유로 이와 유사한 연구가 최근에 활발히 이루어지고 있다¹⁾.

이를 개발하기 위해서는 초고속 전동기 구동시스템의 구현이 선행되어야 하는데, 이에 적용 가능한 초고속 전동기로는 영구자석형 동기전동기, 유도전동기, SRM등이 연구, 개발되고 있다. 이 두 논문에 의하면 효율은 영구자석 동기전동기가 뛰어나며 제작 가격적인 측면을 고려하면 유도전동기가 보다 유리하다는 연구 결과가 있다. 전동기뿐 아니라 해당 전동기를 구동할 제어기와 인버터 개발도 연구가 진행되고 있는데, 이에 대한 구현은 인가주파수 및 인가전류를 제어하는 방법에 있어서 크게 두 가지 부류로 분류 할 수 있다. 그 중 하나는 범용 인버터와 같이 6개의 IGBT로 구현하는 방법과 나머지 하나는 6개의 IGBT로 주파수를 발생시키고 컨버터 회로에서 인가전압을 가변하는 2중 구조의 인버터들이 개발되고 있다. 후자는 초고속 동기전동기의 일반적인 제어방식으로 초고속 동기전동기의 경우 전동기의 상 인덕턴스가 수 십 마이크로 헨리 [μH]로 그 값이 매우 작아 전류제어에 많은 어려움이 있고, 고속회전으로 인한 6 IGBT의 필요 스위칭 주파수를 낮출 의도로 개발된 구조이다. 하지만, 최근의 연구에 있어서는 전자와 같이 초고속 전동기 구동 시스템에 인버터의 구조가 범용 인버터의 구조를 지니고 있다. 이는 공간벡터 PWM의 우수성, 벡터제어기법 및 DSP 기술의 발달에 그 기본을 두고 있다^[2~6].

본 개발에서는 150마력 70,000rpm 직접구동방식 터보압축기를 위한 초고속 전동기의 형식으로 영구자석형 동기전동기를 채택하였으며, 안정적인 개발을 위하여 서로 다른 3가지 초고속 영구자석형 동기전동기와 이들 전동기와 쌍을 이룬 전동기구동 시스템을 구현하였다.

첫째 : 구형과 BLDC 전동기 구동 시스템.

둘째 : 정현파 영구자석형 동기전동기 V/F 구동 시스템.

셋째 : 표면부착형 영구자석 동기전동기의 벡터제어 구동 시스템.

첫째와 둘째는 앞에서 언급한 바와 같이 주파수 발생부와 전압발생부가 분리된 2중 구조의 인버터 구조를 지니고 있고 셋째는 전자와 같이 범용인버터와 같은 구조를 지니고 있다. 그리고 첫째는 그 역기전력 파형이 구형파 형태를 지니고 있고 둘째와 셋째는 역기전력이 정현파 형태를 지니고 있다.

본 논문에서는 2장에서 이들 3가지 각각의 초고속

전동기 구동시스템에 구현 및 제어방식에 대해서 논하고, 3장에서는 각 방식의 실험파형을 도시하고 이를 근거로 하여 각 방식별 성능을 비교 검토하였고, 마지막으로 4장에서는 이에 관한 결론을 내리고자 한다.

II. 본 론

일반적인 3상 영구자석 동기전동기의 등가회로는 <그림 1>과 같고 이에 따른 전압방정식, POWER 및 토크 방정식은 식 (1)~(3)과 같이 표현되어진다.

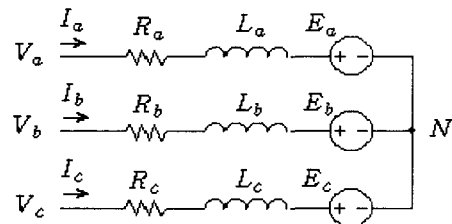


그림 1. 3상 동기전동기 등가회로
Fig. 1. Equivalent circuit of 3 phase synchronous motor.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

$$P = e_a \times i_a + e_b \times i_b + e_c \times i_c \tag{2}$$

$$T = P / \omega_m = (e_a \times i_a + e_b \times i_b + e_c \times i_c) / \omega_m \tag{3}$$

각 인버터 방식에 따라 전압, POWER 및 발생토크 방정식이 다르게 표현되는데, 이들 모두는 식 (1)~(3)에 근거하고 있다.

1. 구형과 BLDC 전동기 구동시스템

구형과 BLDC 전동기는 역기전력이 구형파 (Trapezoidal)의 형태를 지니며, <그림 2>와 같이 각 상전류는 역기전력의 파형과 동기를 맞춘 형태로 제어한다. 따라서 <그림 2>에서 보는 바와 같이 전동기에서 발생하는 토크는 각 단계(step)별로 활성화 된 두 상의 발생 토크의 합과 동일하고 이 경우의 동기전동기의 등가회로는 <그림 2>와 같이 표현 할 수 있다. 식 (1)~(3)의 동기전동기 전압, 전력 및 토크 방정식은 식 (4)~(6)와 같이 표현 할 수 있다. 2극기의 경우 전기적 회전속도와 기계적 회전 속도가 동일함으로 식 (6)의 토크 방정식을 식 (7)과 같이 근사화 된다^[7,8].

$$V_{dc} = 2(R_s \times i_s + pL_s \times i_s + K_e \times w) \quad (4)$$

$$P = e \times i = 2 \times K_e \times w \times i_s \quad (5)$$

$$T = P/w_m = 2 \times K_e \times w \times i_s / w_m \quad (6)$$

$$T = 2 \times K_e \times i_s \quad (7)$$

식 (7)에서 보여주는 바와 같이 각 상에 인가되는 전류를 제어하면 그 전류에 비례한 토크를 얻을 수 있다. 이를 구현하기 위해 설계된 인버터의 구성은 <그림 3>과 같다. 일반적인 구형과 영구자석 동기전동기 구동시스템의 경우 3개의 디지털 홀센서를 이용하여 <그림 2>에서와 같이 각 상 역기전력과 동기를 맞춘 6 단계를 발생시키고 또한 이를 이용하여 활성화된 두 상을 PWM하여 전류제어를 구현하고 있으나 본 연구에서는 이들 기능을 분리하여 세 개의 디지털 홀센서를 이용

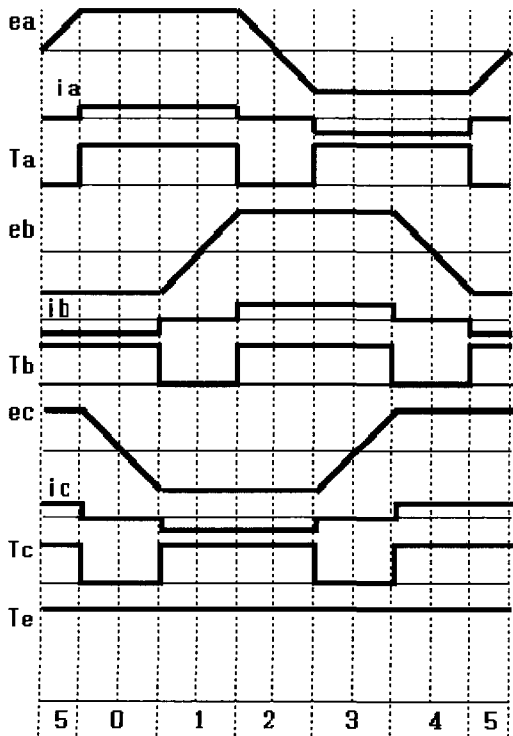
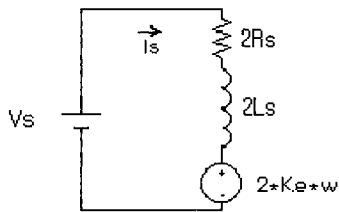


그림 2. 구형과 동기전동기 제어방식과 등가회로
Fig. 2. Trapezoidal PMSM control method and circuit.

한 6 단계를 발생시키는 부분과 정류부에 강압형 컨버터를 이용한 전류제어를 별도로 구현하였다. 이렇게 함으로써 기존의 구동시스템에서 여섯 개의 IGBT에 가해지는 부담을 줄이고자 하였다²⁾.

구형과 전동기는 사마륨-코발트(SmCo) 영구자석을 회전체에 표면에 부착한 뒤 이를 금속 캔(can)으로 보호하는 밴디지(bandage) 구조를 지녔으나 고속회전 시 자석이 부서지는 현상이 발생하였으며 이로 인해 직접 구동방식의 압축기에 적용하지 못하였다.

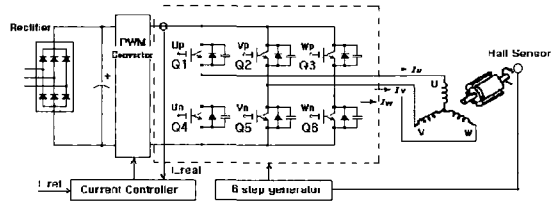


그림 3. PWM 컨버터를 이용한 구형과 영구자석 전동기 구동시스템

Fig. 3. Trapezoidal Permanent-magnet motor driver using a PWM converter.

2. V/F 제어기법을 응용한 일체형 영구자석 동기전동기 구동시스템

두 번째 시도한 초고속 전동기 구동 시스템은 정현파 역기전력과 회전체 자체가 자석인 일체형 영구자석 동기전동기를 사용하였다. 제어방식은 기존 동기전동기에 근거한 부하각 제어방식으로 기존의 V/F방식과 유사하다. 이 경우 페이저 도는 <그림 4>와 같다. 전기자 저항을 무시 할 때 발생하는 토크는 식 (8)과 같다. 발생토크는 부하각 및 인가 전압조절을 통하여 가능하다. 각 속도에 따른 인가전압(Vf)이 결정되어지고 그때 전동기에 가해지는 부하에 의해 부하각(δ)과 전동기 각 상에 인가되는 전류(Ia)가 결정되어진다^{6,9)}.

$$T = \frac{3 \times E_a \times V_f \times \sin(\delta)}{X \times w} \quad (8)$$

$$I_a = \frac{V_f - E_a}{jX_s} \quad (9)$$

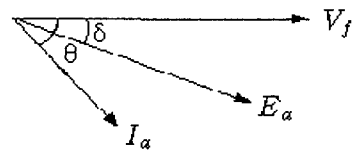


그림 4. 영구자석 동기전동기의페이저도
Fig. 4. phase diagram of 3 phase permanent-magnet synchronous motor.

인버터를 <그림 5>와 같이 구현하였다. 6 IGBT를 이용한 회전주파수의 출력주파수 발생부와 가변 변압기를 사용하여 정류부(dc link) 전압 가변을 통한 인가 전압 크기 변환회로로 구현되었다. 기존의 V/F 구성과 비슷하나, 주파수 발생부와 전압 발생부가 6 IGBT에서 일어나는 일반적인 구성과 달리 이들 기능을 분리하여 구현한 것이 범용인버터와 상이하다. 구형과 BLDC 전동기 구동시스템과 유사하게 인버터를 이렇게 구성한 이유는 초고속기의 경우 범용전동기에 비해 20배 이상의 운전영역을 지니는데, 저속에서는 역기전력 (E_b), 인덕턴스(X_s)의 값이 아주 작아 전류를 제한하는데 많은 어려움이 있기 때문이다.

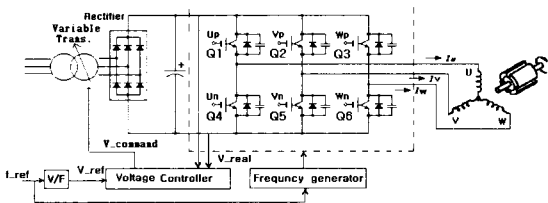


그림 5. V/F 제어방식을 응용한 초고속 전동기 구동 시스템
Fig. 5. Super high speed motor driver using a V/F control method.

일체형 영구자석 동기전동기는 영구자석의 재질이 FeCrCo로 보자력이 작아 초고속 전동기 구동 시 초기 과도전류로 인해 탈자현상이 발생되었으며, 전동기의 회전체의 자석부분이 고속에서 파괴되는 등 전기적, 기계적인 특성이 초소형 압축기를 위한 설계사양에 미달하여 적용하지 못하였다.

3. PMSM 동기전동기 벡터 드라이버^[5,6]

벡터 드라이버에 사용된 초고속 전동기는 원통자석을 원통 캔(can)으로 보호한 표면부착형 영구자석 동기전동기로 그 역기전력은 정현파이다. 벡터제어기법을 이용하여 전동기 제어를 구현하였으며, 공간벡터 PWM 기법을 이용하여 인버터를 구성하였다. 동기전동기는 영구자석인 회전자의 위치에 따라 최대토크를 발생하는 고정자 자속벡터의 위치가 변하게 된다. 하지만 이를 회전자인 영구자석의 관점에서 보면 항상 일정한 위치에 놓이게 된다. 회전자인 영구자석의 관점에서 볼 때 발생하는 토크는 식 (13)과 같이 간단한 수식으로 표현이 가능하고 이를 위해서는 식 (10), 식 (11)과 같은 좌표계 변환이 필요로 한다. 식 (1)과 같은 고정자 3

상 좌표계 전압방정식에서 고정자 2상 정지좌표계로 또 영구자석에 기준을 둔 2상 동기좌표계로 전동기 전압 방정식이 변환된다. 영구자석 동기전동기 동기좌표 dq 전압방정식은 식 (12)와 같다. 벡터제어는 자속축 전류와 토크축 전류를 분리하여 제어하게 되는데 <그림 6>과 같이 자속축 전류를 영으로 하여 제어하면 이때 발생하는 토크는 식 (13)과 같다^[5,6].

$$T(0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{-1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (11)$$

$T(0)$: 3상 정지좌표계 -> 2상 정지좌표계

$R(\theta)$: 2상 정지좌표계 -> 2상 동기좌표계

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^r \\ V_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_r L_s \\ \omega_r L_s & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_f \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$T = \frac{3}{2} \times \frac{P}{2} \times \lambda_f \times i_{qs}^r \quad (13)$$

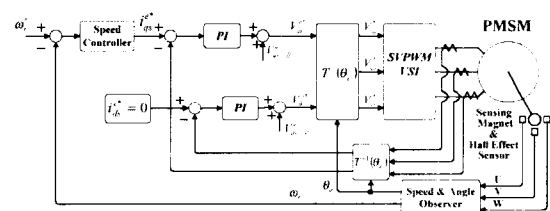


그림 6. 벡터제어 방식의 초고속 영구자석 동기전동기
Fig. 6. Super high speed PMSM motor driver using vector control method.

전류제어기는 벡터제어기법인 비간섭제어기로 구현되었는데, 그 구조는 <그림 6>과 같다. 이러한 벡터제어기는 토크 발생전류인 토크축 전류(i_{qs}^r), 자속축 전류($i_{ds}^r=0$)를 분리하여 각각을 독립제어 할 수 있다는 특징을 지니고 있다. 전류제어기에서 식 (12)에서의 상호간섭부분과 비선형분을 전향보상기에서 식 (14), (15)와 같이 상쇄시켰다.

$$V_{ds-ff}^r = R_s i_{ds}^r - \omega_r L_s i_{qs}^r \quad (14)$$

$$V_{qs-ff}^r = R_s i_{qs}^r + \omega_r L_s i_{ds}^r + \omega_r \lambda_f \quad (15)$$

전향보상기의 결과로 식 (12)의 전압방정식이 서로 독립적인 선형방정식이 된다. <그림 6>에서 보는바와 같이 i_{qs}^r , i_{ds}^r 는 각각 별도의 비례-적분(pi) 제어기로

고리즘을 실제에 적용하려면 전동기의 역기전력이 충분히 커야 가능하나 정지 시 및 저속에서는 전동기의 역기전력이 충분히 크지 못하므로 제안된 알고리즘의 적용에 어려움이 있다. 이를 극복하기 위해서 시도된 방법이 초기 구동부터 저속영역 및 제안된 센서리스 알고리즘을 적용하기에 알맞은 속도까지는 일정 크기의 전류를 주어진 속도 패턴에 따라 회전시키는 것이었다. 이때 회전체 위치정보는 속도 지령정보를 적분하여 벡터제어의 인가하였다. <그림 9>와 같은 패턴(pattern)에 따라 일정 크기의 전류를 회전시키되 영역 3에서는 제안된 센서리스 알고리즘으로 그 모드를 전환시켰다. 초소형 압축기는 팬(fan) 부하로서 저속에서는 부하가 거의 걸리지 않아서 주어진 알고리즘으로 초기 구동이 실시 되었으며, 이후에는 제안된 센서리스 알고리즘으로 모드 전환 및 구동되었다.

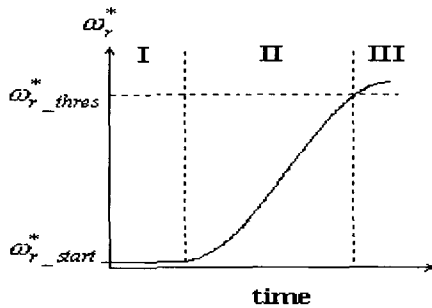


그림 9. 초기 구동시 일정전류를 인가 속도 패턴
Fig. 9. Frequency pattern for constant current control with pre-patterned speed-up.

해당 전동기는 사마륨-코발트의 원통 자석을 캔(can)으로 덮어 쉬운 구조를 하고 있으며 이는 기계적으로 앞선 두 가지 모델의 전동기에 비해 월등히 안정적이었으며, 인버터 또한 센서리스 알고리즘의 적용으로 영구자석의 회전체 절대위치 센서를 장착하지 않아도 되어 이를 초소형 압축기 시스템에 적용하였다. 실제 적용에서는 높은 PWM 주파수와 적은 인덕턴스로 인해 PWM 주파수대의 전류 리플이 발생하였고 이로 인해 회전체의 온도가 많이 올라가는 현상이 발생하였다. 이를 개선하기 위해 리프 전선을 이용하여 25uH의 공심 인덕터를 구현하였으며, 이를 인버터와 초고속 전동기 사이에 장착하여 전류 리플을 감소시키고 회전체 온도를 떨어뜨리는 효과를 거두었다.

5. 센서리스 구동상태에서의 동기전동기 파라메타 튜닝
정확한 전동기 파라메타 설정을 위해서 정격부하 및

정격회전속도에서 센서리스 운전 중 전동기 파라메타를 수동으로 재설정하였다.

전동기 인덕턴스 튜닝 :

전동기 인덕턴스가 실제 인덕턴스와 오차가 있을 시 해당 파라메타가 센서리스 알고리즘에 미치는 영향은 식 (22), 식 (23)과 같다. 이는 식 (16)과 식 (17)에 오차를 지닌 인덕턴스를 대입하고 식 (18)과 식 (19)를 뺀 값이다.

$$\theta_{err} = \theta_{err} - (L_s i_{qs}^r - L_s' i_{qs}^{r*}) / \lambda_f \quad (22)$$

$$V_{qs-rb}^r \approx \omega_r L_s i_{ds}^r - \omega_r L_s' i_{ds}^{r*} + \omega_r \lambda_f (\cos \theta_{err} - 1) \quad (23)$$

$$\approx \omega_r L_s i_{ds}^r + \omega_r \lambda_f (\cos \theta_{err} - 1)$$

단, L_s : 전동기 인덕턴스, L_s' : 설정 인덕턴스설정

인덕턴스가 실제 인덕턴스보다 25uH 크게 설정된 경우 인덕터를 장착한 뒤 정격출력상태 [$i_{qs}^r=300$, $Wrpm=67,000$, $L_s=53uH$]에서 추정된 위치정보는 식22의 두 번째 항에 의해 약 0.2rad 정도 뒤지게 된다. 이는 실제 q축 전류에는 크게 영향을 미치지 않으나 d축 전류에는 큰 영향을 미쳐 추정된 $i_{ds}^{r*}=0$ 이라 할지라도 실제 d축 전류는 [$i_{ds}^r \approx 60$] 된다. 이를 식 (23)에 적용하면 $V_{qs-rb}^r \approx 17$ 정도로 실제 시험결과 $V_{qs-rb}^r \approx 19$ 와 거의 동일하다. 또한 식 (16)에 영향을 주어 인가전압을 증가시키게 된다. 앞의 경우는 실제 시험에서 일어났던 경우로 식 (16)에 의해 V_{ds}^r 가 크게 증가하여 전체적으로 상 인가전압을 40V 가량 증가시켰고 DC LINK 전압기준으로는 70V정도의 여유를 감소시켰다. L_s 는 이러한 이유로 정격부하 상태에서 인가전류가 최소가 되는 값을 설정하였다.

전동기 역기전력 튜닝:

전동기 역기전력은 영구자석 동기전동기 특성상 전동기에 인가되는 전류 및 영구자석의 온도에 따라 그 값이 변화하는 특성을 지니고 있다. 역기전력 측정 시험을 통해 얻어진 값을 제어에 적용하였다. 센서리스 운전을 위해서는 역기전력 정수가 가장 중요한 파라메타이나 선행시험에서 오차를 줄이기 실험이 선행된 후 설정되었기에 식 (24)에서 보듯이 센서리스 알고리즘에

크게 영향을 주지는 않았다. 정상상태에서 q축 비례-적분 전류제어기에서 보상되는 보상전압은 식 (17)과 식 (20)의 오차인데, 전류제어기에서 전류제어가 심각한 오차 없이 실행되고 앞선 설정에서 전동기의 인덕턴스가 정확히 설정되었고 각도 오차가 작은 상태에서 실제 전동기의 역기전력과 제어기의 역기전력이 차이가 있을 경우 그 보상전압 V_{as-fb}^r 은 식 (20)과 같은 방법으로 식 (25)와 같이 근사 시킬 수 있다.

$$\ddot{\theta}_{err} = \lambda_f \dot{\theta}_{err} / \lambda_f' = (\lambda_f / \lambda_f') \dot{\theta}_{err} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} V_{as-fb}^r &\approx \omega^r (\lambda_f \cos \theta - \lambda_f') \\ &\approx \omega^r (\lambda_f - \lambda_f') \end{aligned} \quad (25)$$

단, λ_f : 역기전력상수, λ_f' : 설정 역기전력상수

식 (25)에 근거하여 V_{as-fb}^r 의 절대값이 최소가 되는 역기전력을 전동기의 역기전력 상수로 설정하였다.

III. 실험파형 및 비교 검토

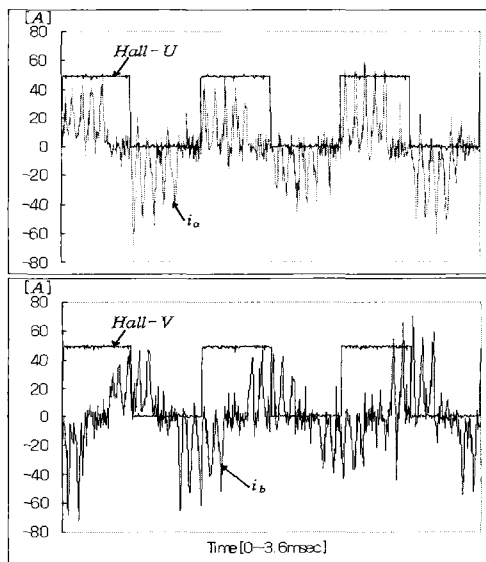


그림 10. 구형과 드라이버 ia, ib 파형
Fig. 10. Trapzoidal driver ia, ib current.

<그림 10>은 구형과 전동기 구동시스템의 40,000 rpm 무부하 구동시의 출력전류 파형이다. 그림에서 보는 바와 같이 전류제어기의 PWM에 의한 전류리플과 6 IGBT에 의한 6 step 전환 시 발생함을 알 수 있다. <그림 11>은 V/F 드라이버의 23,000rpm 무부하시의

전류 파형과 속도측정을 위해 장착된 홀센서 파형이다.

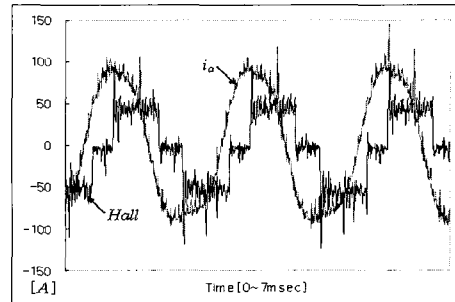


그림 11. V/F 드라이버 ia 전류
Fig. 11. V/F driver ia current.

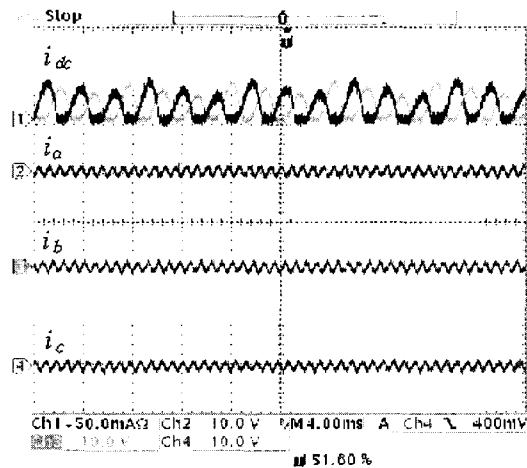


그림 12. 센서리스 벡터 드라이버 idc, ia, ib, ic 전류
Fig. 12. idc, ia, ib, ic current of sensorless vector driver.

<그림 12>는 70,000rpm 무부하시 센서리스 벡터제어기에서의 DC LINK 입력전류[CH1,1A/1mA]와 출력전류 파형 ia[CH2,40A/V], ib[CH3,40A/V], ic[CH4,40A/V]을 표시한 것이다. 벡터 구동시스템이 무부하시 70,000rpm 상전류가 약 25Arms로 V/F 구동시스템의 23,000rpm, 65Arms 비해서도 현저하게 적음을 알 수 있다. <그림 13>은 센서리스 초기 구동 시 토크측지령전류 $i_{qsc-ref}$ [CH1,40A/1V]와 출력전류 ia[CH2,40A/V], ib[CH3,40A/V], ic[CH4,40A/V]을 표시한 것이다. <그림 14>는 41,500rpm에서의 ia[CH1,40A/1V]와 V_{ds-fb}^r [CH2,1V/V], θ_{est} [CH4, 1 rad/V]을 표시한 것이다.

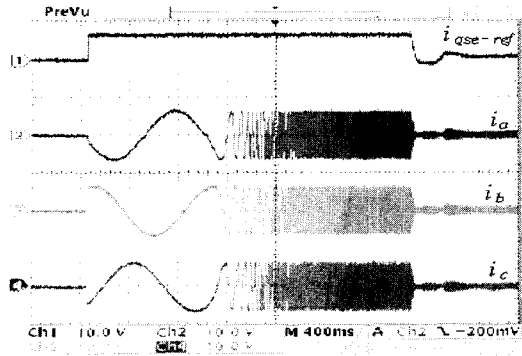


그림 13. 센서리스 초기 구동 시 전류파형
Fig. 13. Current waveforms proposed sensorless start.

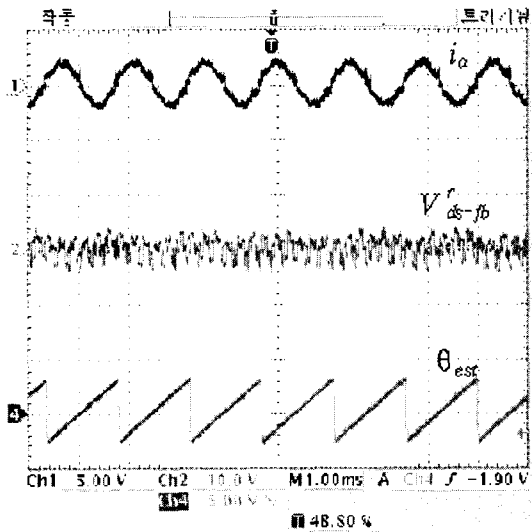


그림 14. 벡터 드라이버 41,500rpm
 i_a , V_{ds-fb} , θ_{est} 파형
Fig. 14. Vector Driver 41,500rpm i_a , V_{ds-fb} , θ_{est} .

<그림 15>는 62,000rpm에서 약 100마력 출력시 제어기에서의 i_{qs}^* [CH1, 40A/V], i_a [CH2, 40A/V]와 전류 센서[Tektronix A6042XL, AM503B]를 사용하여 측정한 i_{a-real} [CH3, 200A/10mA] 및 추정된 회전자의 절대위치 정보 θ_{est} [CH4, 1 rad/V]를 표시한 것이다. 62000rpm에서 i_{qs}^* 값과 i_a 의 첨두값이 일치하고 출력 전류파형이 정현파를 유지하고 있는 것으로 고속에서도 벡터제어가 잘 이루어지고 있음을 알 수 있다.

<그림 16>은 64,700rpm에서 120마력 출력 시 a상 전류를 전류센서[Tektronix A6042XL, AM503B, CH1, 100A/10mA]를 사용하여 측정한 i_{a-real} 전류파형 및 이를 오실로스코프의 주파수 분석(fft) 기능을 이용

하여 주파수 분석한 파형이다. 주파수 분석결과 PWM에 의한 고주파 성분(15kHz, 30kHz)이 공존함을 알 수 있다.

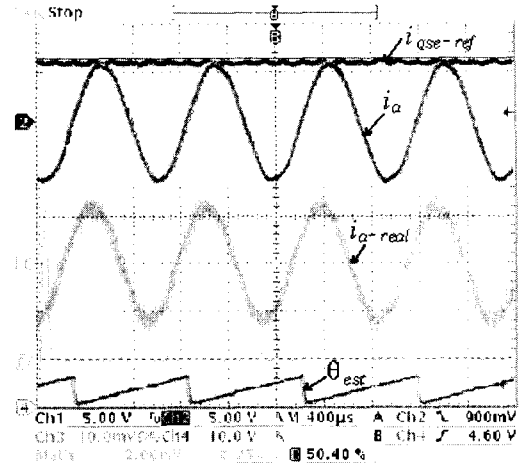


그림 15. 62000rpm 에서의 센서리스 벡터 드라이버 $i_{qse-ref}$, i_a , i_{a-real}
Fig. 15. Sensorless vector driver $i_{qse-ref}$, i_a , i_{a-real} current at 62,000rpm.

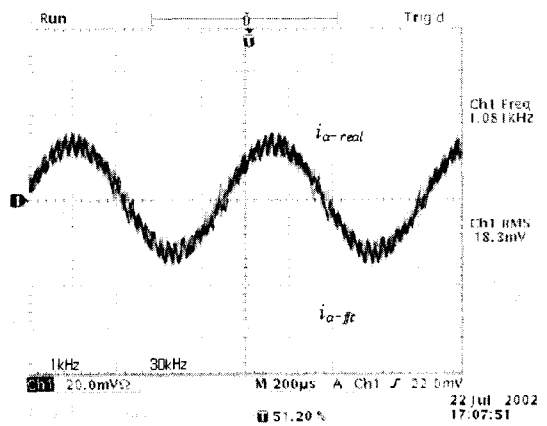


그림 16. 64700rpm에서 센서리스 벡터 인버터 i_{a-real} , i_{a-fft}
Fig. 16. Sensorless vector driver i_{a-real} , i_{a-fft} current at 64,700rpm.

IV. 결 론

국내, 외의 선행연구가 거의 전무한 상태에서 70,000rpm, 150마력 직접 구동방식 터보압축기를 구현하기 위하여 초고속 영구자석 동기전동기를 이용하여 다양한 방법을 구현하여 실험하였다. 초고속 영구자석 동기전동기의 다양한 제어방식을 고속기에 적용하여

70,000rpm, 150마력 전동기 구동시스템의 가능성을 도출하였다. 구형과 구동시스템과 V/F 구동시스템은 강전회로의 복잡성에도 불구하고 원하는 출력 특성을 얻기 어려웠다. 이들은 제어기는 모두 아날로그회로 구현되어 유연성을 지니지 못한 약점을 지녔다. 아쉽게도 기계적인 이유로 무부하 시험 이상은 진행하지 못하였다. 벡터제어 인버터는 그 제어기 구성이 복잡하나 디지털 제어를 도입하여 이들 대부분이 소프트웨어로 구현되어지고, 공간벡터 PWM 등은 FPGA로 구현되어 하드웨어는 앞선 두가지 방식에 비해 훨씬 간단해졌다. 벡터제어방식의 구동시스템은 기존의 인버터 구조를 가지고 원하는 정도의 제어 특성을 얻을 수 있었다. 이는 고속 DSP를 이용한 디지털 제어기, 공간벡터 PWM 및 동기전동기 벡터제어기법의 우수성에서 기인한 결과로 파악된다. 이러한 연구를 근거로 70,000rpm, 150

마력 직접 구동형 터보 압축기를 위한 초고속 대용량 영구자석형 동기전동기 구동시스템을 설계, 제작 할 수 있었으며, 이를 삼성테크윈 초소형 압축기 150마력에 적용하였다. 이후의 과제로는 앞서 시도된 제어방식의 디지털화 및 각 제어기간의 장,단점을 비교하는 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

[1] Compressor Aerodynamics, na Cumpsty Longman Scientific & Technical 1989, pp. 19~21.
 [2] I. Takabashi, T. Koganezawa, Guija Su, Kazunobu Oyama, "A Super High Speed PM Motor Drive System by Quasi-Current Source Inverter," IEEE ISA, Vol. 30, No. 3, 1994.
 [3] Movhoub Mekhiche, James L. Kirtley, Mary Tolikas, "High Speed Motor Driver for Industrial Applications", IEMD '99, pp. 244~248.
 [4] Novel High Speed Induction Motor for a Commercial Centrifugal Compressor, Wen L Soong, Gerald B Kliman, Roger N Jonson, Raymond A White, Joseph E Miller, IEEE IA, Vol. 36, 2000.
 [5] Bon-Ho Bae, Seung-Ki Sul, Jeong-Hyeck Kwon, Jong-Sub Shin, "Implementation of Sensorless Vector Control for Super-High Speed PMSM of Turbo-Compressor," IEEE ISA, Chicago Annual Meeting, 2001.
 [6] Longya Xu, Chagjiang Wang, "Implementation and Experimental Investgation of Sensorless Control Schemes for PMSM in Super High Variable Speed Operation," IEEE ISA, 1998.
 [7] TJE Miller, Design of Brushless Permanent-Magnetic Motors, Oxford, 1994.
 [8] Mohan, Underland, Robbing, Power Electronic 2nd, Johnwiely & Sons, 1995.
 [9] Electric Machinery Fundamentals, Second Edition, Stephen J. Champman, MCGRAW-HILL.

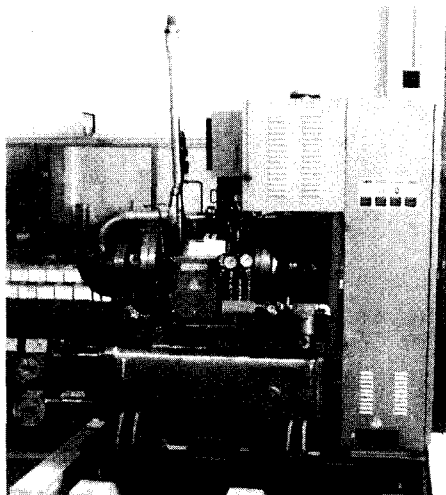


사진 1. 150마력 70,000rpm 터보 압축기

표 1. 전동기 파라메타
 Table 1. Super High speed motor parameter.

	구형과 제어기	V/F 제어기	벡터 제어기
모타형식	영구자석형 동기 전동기		
역기전력형태	구형과	정현과	정현과
상저항	0.015Ω	0.0025Ω	0.0048Ω
상인덕턴스	5uH	18uH	28uH
상역기전력 Vp-p	2.8V/krpm	3.1V/krpm	4.14V/krpm
정격 회전속도	70,000rpm	70,000rpm	70,000rpm

저 자 소 개



權正赫(正會員)

영남대 전자공학과 공학사. 창원대 전자공학과 공학석사. 동대학원 박사과정수료. 1996~現, (주)삼성테크윈 파워시스템연구소. <주관심분야 : 모터 드라이버 & 자동제어>



崔重喲(正會員)

고려대 전기공학과 공학사. 고려대 전기공학과 석사. 고려대 대학원 공학박사. 現, 창원대학교 전자공학과 교수. <주관심분야 : 서보기기, 자동동조제어, MP응용, 영상제어 >



朴智燮(正會員)

창원대 전자공학과 공학사. 동대학원 공학석사. 2001~現, (주)삼성테크윈 파워시스템연구소. <주관심분야 : 모터드라이버 & control>