

다이나믹 전류보상기를 이용한 V/f 제어 유도전동기 드라이브 시스템의 안정도 향상

論 文

53B-6-7

Stability Improvement of a V/f Controlled Induction Motor Drive System using a Dynamic Current Compensator

鄭康律*
(Gang-Youl Jeong)

Abstract - This paper proposes the novel V/f control method to improve the stability of a V/f controlled induction motor drive system. The conventional V/f control method used in the proposed V/f control method is a vector-based method that is slightly different from the existing conventional V/f control method. The proposed control method uses a dynamic current compensator to improve the stability of a V/f controlled induction motor drive system. This proposed method is easy to implement and completely eliminates the motor oscillation phenomenon causing the instability of a V/f controlled induction motor drive system, especially when the system is driven near the resonant frequency in steady-state with light load. Additionally, this paper analyzes theoretically the instability of a V/f controlled induction motor drive system and shows the validity of the proposed V/f control method through simulation and experimental results.

Key Words : V/f 제어, 유도전동기 드라이브 시스템, 다이나믹 전류보상기, 안정도

1. 서 론

여러 종류의 전동기 중에서 유지 및 보수가 매우 간편한 장점이 있는 유도전동기에 대한 드라이브 기술이 최근 들어 급격히 발전함에 따라, 최근 산업계에서의 유도전동기 이용이 점차적으로 더욱 더 확대되어 가고 있는 실정이다. 산업 현장에서 이용되는 유도전동기 드라이브 기술의 대표적인 것으로는 펄스폭 변조 (pulse-width modulation; PWM) 방식의 인버터를 들 수 있는데, 이 PWM 인버터에 유도전동기의 제어를 위해 적용되는 제어 기법에는 V/f 일정 제어 기법 (V/f 제어 기법)과 벡터제어 기법 등이 있다. 여기에서 V/f 제어 기법은 흔히 벡터제어 방식의 개념과 대비하여 스칼라제어 방식이라고도 하는데, 전동기의 주동작 영역에서 전동기 동작 주파수에 대한 전동기 단자전압의 비율이 일정하게 유지되도록 하는 제어 기법이다. 또한, 벡터제어 기법은 유도전동기의 고정자에 유기된 회전자계와 회전자 도체에 흐르는 전류 벡터를 직각으로 유지하여 최대 토크를 항상 얻을 수 있도록 고정자의 전압 또는 전류를 제어하는 기법으로써, 최근에는 이 제어 기법을 이용한 PWM 인버터 유도전동기 드라이브 시스템이 그 우수한 특성으로 인하여 산업 현장에 널리 보급되고 있는 실정이다. 그러나 그러함에도 불구하고 V/f 제어 기법은 그 자신만의 특유의 장점이 있기 때문에, 산업 현장에서 PWM 인버터에 의한 유도전동기 드라이브 시스템의 유도전동기 제어 기법으로 여전히 많이 이용되고 있다.

V/f 제어 기법만의 특유의 장점은 무엇보다도 벡터제어 기법에 비해 알고리즘이 현저히 간단하여 구현하기가 용이하다는 것을 들 수 있다. 이러한 V/f 제어 기법 이론은 다른 이론들도 그러하듯이, 이상적인 상황을 가정하여 확립된 이론이다. 따라서 이 알고리즘이 특별한 수정 없이, 이상적이지 않은 상황에 실제적으로 적용될 때는 이러한 상황으로 인한 여러 가지 불가피한 문제점들이 많이 발생하게 된다고 할 수 있을 것이다. 이러한 문제점 중의 대표적인 것으로는 고정자 저항의 영향으로 인한 저속 영역에서의 토크 생성 문제와 정상상태 (steady-state) 무부하 (無負荷) 혹은 경부하 (輕負荷) 조건 운전 시의 전동기 진동 현상 등을 들 수 있다.

이 중에서 특히 정상상태 무부하 혹은 경부하 조건으로 운전되는 V/f 제어 유도전동기 드라이브 시스템에서 종종 발생하는 바람직하지 못한 일련의 전동기 진동 현상은 전동기의 불안정성 문제를 야기한다. 이 문제와 관련된 몇몇 연구들이 수치해석적인 기법에 근거하여 이미 수행되어 발표된 적이 있는데 [1, 2], 이러한 연구들에서는 전동기가 적절한 크기와 적절한 주파수를 가진 정현파 전압원에 의해 동작되고 있다고 가정하였다. 그러나 보통의 PWM 인버터 방식의 V/f 제어 유도전동기 드라이브 시스템이 실제로 동작하는 상황은 이러한 이상적 상황이 아니다. 또한, 이 시스템은 어떠한 제어량도 피드백 (feedback)하지 않는 개루프 제어 (open-loop control) 시스템이고 또한 이 시스템에 대한 해석도 정상상태 해석을 근거로 하기 때문에, 유도전동기 드라이브 시스템의 과도상태를 제어할 어떠한 수단도 갖고 있지 못하다고 할 것이다 [3, 4]. 그러므로 V/f 제어 유도전동기 드라이브 시스템이 정상상태 경부하 조건 하에서 동작할 때 특정 주파수 (공진 주파수)에서 전동기 진동 현상이 발생해도 이것을 제거할

* 正 會 員 : 順天郷大學校 情報技術工學部 專任講師 · 工博
接受日字 : 2003年 8月 28日
最終完了 : 2004年 4月 6日

수 있는 대책이 없다고 할 수 있다. 또한 이 전동기 진동 현상 문제를 해결하여 유도전동기 드라이브 시스템을 안정시키기 위하여 스칼라제어 기법으로써 전압 부스트 기법 [5, 6]을 이용하기도 했다. 그런데 이 두 가지 기법은 유도전동기의 자속정보를 이용하므로 그 추정을 위하여 전동기 파라미터들의 완벽한 정보를 필요로 했으며 이 파라미터들은 PWM 인버터에서의 추정에 의해서 얻었다. 그러므로 이 기법들은 전동기 드라이브 시스템의 안정화를 위하여 직접적 자속 측정 은 하지 않았지만 상대적으로 매우 복잡한 단점이 있었다.

따라서 본 논문에서는 전통적인 V/f 제어 기법의 유도전동기 드라이브 시스템의 안정도를 향상시키기 위하여, 유도전동기 고정자 전류 피드백에 근거하는 새로운 V/f 제어 기법을 제안하고자 한다. 제안된 V/f 제어 기법에서 이용하는 전통적인 V/f 제어 기법은 벡터방식에 근거하며 기존의 방식과는 약간 다른 방식의 새로운 형식의 V/f 제어 기법이다. 제안된 V/f 제어 유도전동기 드라이브 시스템의 제어 기법은 유도전동기의 고정자 전류 피드백을 통한 다이내믹 전류보상기를 이용하여 시스템의 안정도를 향상시킨다. 제안된 제어 기법은 구현하기가 매우 용이하며, V/f 제어 유도전동기 드라이브 시스템의 불안정성의 원인이 되는 전동기 진동 현상을 완전히 제거한다. 또한 본 논문에서는 V/f 제어 유도전동기 드라이브 시스템의 불안정성에 대한 이론적인 해석을 하고, 제안된 V/f 제어 기법의 유효성을 시뮬레이션과 실험 결과 등을 통하여 보인다.

2. 수학적인 모델링

2.1 유도전동기 고정자 전류의 다이내믹 모델 (dynamic model)

우선, 유도전동기 고정자 전류의 다이내믹 모델을 유도하기 위해, $d-q$ 동기좌표계 상의 유도전동기 전체 다이내믹 모델에서 상태변수 x 와 입력 u 를 다음과 같이 설정한다.

$$\begin{aligned} x &= [i_{ds} \ i_{qs} \ \lambda_{dr} \ \lambda_{qr}]^T \\ u &= [v_{ds} \ v_{qs}]^T \end{aligned} \quad (1)$$

여기에서 i_{ds} 와 i_{qs} 는 각각 $d-q$ 축의 고정자 전류를 나타내고, λ_{dr} 과 λ_{qr} 은 각각 $d-q$ 축의 회전자 자속을 나타내며, v_{ds} 와 v_{qs} 는 각각 $d-q$ 축의 고정자 전압을 나타낸다. 그러면, $d-q$ 동기좌표계 상에서의 유도전동기 전체 다이내믹 모델은 다음과 같이 주어진다.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2)$$

여기에서

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ -a_{12} & a_{11} & -a_{14} & a_{13} \\ a_{31} & 0 & a_{33} & a_{34} \\ 0 & a_{31} & -a_{34} & a_{33} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$a_{11} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m^2}{\sigma L_s L_r T_r}, \quad a_{12} = \omega_e, \quad a_{13} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}$$

$$a_{14} = \omega_r \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \quad a_{31} = \frac{L_m}{T_r}, \quad a_{33} = -\frac{1}{T_r}, \quad a_{34} = \omega_{sl}$$

$$b_1 = \frac{1}{\sigma L_s}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

L_s, L_r, L_m 고정자, 회전자, 상호 인덕턴스

R_s, R_r 고정자, 회전자 저항

ω_e, ω_r 고정자 전기적 각주파수, 회전자 각주파수

ω_{sl} 슬립 각주파수 ($= \omega_e - \omega_r$)

T_r 회전자 시정수 ($= L_r/R_r$)

이다.

그런데, $d-q$ 동기 기준좌표계에서의 유도전동기의 전체 다이내믹 모델은 동기 기준좌표계의 d -축을 자속 페이저 (phasor) λ_r 에 설정함으로써 공식화할 수 있다는 것은 이미 주지의 사실인데, 그것은 다음과 같이 나타내는 것을 의미한다.

$$\begin{aligned} \lambda_{dr} &= \lambda_r = constant \quad (= \|\lambda_r\|) \\ \lambda_{qr} &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

그러면, 유도전동기 고정자 전류의 다이내믹 방정식 (dynamic equation)은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} &= -R_s i_{ds} + \omega_e \sigma L_s i_{qs} + v_{ds} \\ \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} &= -R_s i_{qs} - \omega_e \sigma L_s i_{ds} - \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} + v_{qs} \end{aligned} \quad (4)$$

2.2 벡터근거 방식의 전통적인 V/f 제어 기법의 형식화

V/f 제어 기법은 유도전동기의 주동작 영역에서의 단자 전압과 동작 주파수의 비가 일정하게 되도록 제어하는 유도전동기 제어 기법으로써, 정상상태 해석에 근거하므로 어느 정도 제어에 한계가 있는 제어 기법이라고 할 수 있다. V/f 제어 기법에 의한 유도전동기 드라이브 시스템은 이러한 한계로 인하여 자연적으로 과도상태를 제어할 수 있는 어떠한 수단도 가지지 못하며, 유도전동기 고정자 전류의 다이내믹 방정식 (4)는 V/f 제어 기법에서의 정상상태 형식 ($d/dt=0$)으로부터 다음과 같이 변형된다.

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} - \omega_e \sigma L_s i_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega_e L_s i_{ds} \end{aligned} \quad (5)$$

전통적인 V/f 제어 기법으로 동작하는 유도전동기 드라이브 시스템에서의 전압 명령치는 주어진 전기적 각주파수 명령치 ω_e^* 로부터 결정된다. 이 때 ω_e^* 는 전동기의 실제 전기적 각주파수 ω_e 와 같고 ($\omega_e^* = \omega_e$), 여기에서 ω_e^* 는 제어의 편의상 전동기 회전자 각주파수 ω_r 에 근사한 것으로 간주하여 ($\omega_e^* \approx \omega_r$), ω_r 의 명령치 ω_r^* 를 ω_e^* 로 설정하고 ($\omega_e^* \approx \omega_r^*$) 슬립 각주파수 ω_{sl} 은 고려하지 않는다 ($\omega_{sl} \approx 0$). 그러므로 이상의 사실을 바탕으로 다음과 같은 관계를 이용하여 보다 용이한 V/f 제어가 되도록 한다.

$$\omega_{sl} = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \lambda_r} \triangleq 0 \quad \Rightarrow \quad i_{qs} \triangleq 0 \quad (6)$$

그리고 V/f 일정 제어 기법이라고도 하는 V/f 제어 기법은 전압과 주파수 (V/f)의 비를 일정하게 유지함으로써, 궁극적으로 전동기의 고정자 자속을 일정하게 유지하도록 한다. 따

라서 V/f 일정 제어 하에서의 i_{ds} 는 결국 정격 고정자 자속을 유지할 때의 고정자 d -축 전류가 될 것임을 예측할 수 있다.

그러므로 위와 같은 서술을 바탕으로, 제안된 V/f 제어 유도전동기 드라이브 시스템에서의 전통적인 V/f 제어 기법에 의한 제어 법칙 (control law)은 기존의 전통적인 V/f 제어 기법에서와는 약간 다르게 벡터방식에 근거하여 다음과 같은 새로운 방식으로 적용한다.

$$v_{ds}^* = R_s i_{ds}^* \tag{7}$$

$$v_{qs}^* = \omega_e L_s i_{ds}^* \approx V_{qs,max} \frac{\omega_e^*}{\omega_b}$$

여기에서 $V_{qs,max} = \omega_b L_s i_{ds}^*$ 는 v_{qs} 의 최대치이며, ω_b 는 기저 주파수 (base frequency)이고, ω_e^* 는 고정자의 전기적 각주파수 명령치이다. 이러한 방식의 V/f 제어 기법을 이용할 경우의 장점은 다음과 같다.

보통의 벡터제어 방식의 인버터는 전동기의 토크 또는 속도를 피드백하여 제어하므로 이것들을 피드백할 센서를 절대적으로 필요로 한다. 이러한 센서는 전자기계적인(electromechanical) 장치이기 때문에 실제 산업 현장에서 쓰일 경우 항상 고장의 우려가 있다고 할 것이다. 그러므로 이러한 센서들에 예기치 않은 고장이 발생되어 피드백 방식의 벡터제어 인버터를 사용할 수 없게 될 경우를 대비하여, 이것을 순간적으로 대처할 백업 (backup)용 인버터가 필요하다고 할 수 있다. 이럴 경우, V/f 제어 방식의 인버터는 그 좋은 대안이 될 수 있다. 따라서 이를 위하여 위에서 제안한 새로운 형식의 전통적인 V/f 제어 기법을 채택한다면, 기존의 벡터제어 방식의 인버터 소프트웨어에 대해 V/f 제어 기법을 위해 별도의 소프트웨어를 첨가하지 않고도 간단한 소프트웨어적 처리만 함으로써 V/f 제어가 가능하게 된다.

새로운 형식의 V/f 제어 기법을 구현하기 위하여 채택한 PWM 기법은 공간벡터 변조방식 (space-vector modulation)의 PWM 기법이며, 공간벡터 변조의 효과적인 소프트웨어 구현 방식 [7]을 참조하여 구현되었다.

3. 동적 전류보상기를 이용하는 제안된 V/f 제어 기법

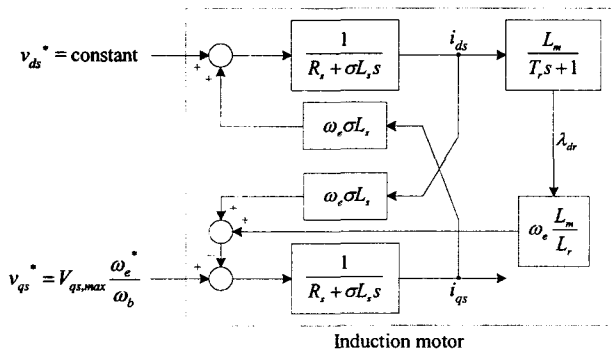


그림 1. 새로운 형식의 전통적인 V/f 제어 기법에 의한 유도전동기 드라이브 시스템의 제어 블록 다이어그램

Fig. 1. The control block diagram of an induction motor drive system by the new conventional V/f control method.

벡터방식에 근거한 전통적인 V/f 제어 기법이 적용된 유도전동기 드라이브 시스템의 제어 블록 다이어그램은 유도전동기의 고정자 전류 동역학 방정식 (4)에 근거하여 그림 1과 같이 나타낼 수 있다.

다음의 표 1은 각각의 시뮬레이션에서 이용된 V/f 제어 유도전동기 드라이브 시스템의 목표 유도전동기의 파라미터들이다.

표 1. 시뮬레이션에 이용된 유도전동기의 파라미터
Table 1. The parameters of the induction motor used in the simulation.

파라미터	수 치	파라미터	수 치
R_s	0.3 Ω	R_r	0.45 Ω
L_r	65.9 mH	L_m	61.94 mH
L_s	65.2 mH	$T_r = L_r/R_r$	145 msec
정격전압	220 V	정격전류	14.3 A
용량	3.7 kW	극수	$P=4$

그림 2는 유도전동기 드라이브 시스템이 정상상태 무부하 혹은 경부하 조건으로 공진 주파수가 아닐 때 (60 Hz)와 공진 주파수 (위 전동기에서는 20 Hz)에서 전통적인 V/f 제어 기법에 의하여 운전될 때의 시스템 안정도를 각각 보여주는 시스템 극 (system pole) 배치도이다. 이것으로부터 공진 주파수에서 전통적인 V/f 제어 기법만으로 동작하는 유도전동기 드라이브 시스템의 시스템 극들 (특히 p_1, p_2)은 복소수 평면상에서 허수축의 근방에 위치한다는 것을 알 수 있다. 이것은 만약 이 시스템이 정상상태 무부하 혹은 경부하 조건 하에서 운전된다면 공진 주파수에서는 쉽게 불안정해질 우려가 있다는 것을 말해 준다.

전통적인 V/f 제어 기법 (7)이 유도전동기 고정자 전류 시스템 (4)에 인가된다면, 유도전동기 고정자 전류의 동역학 시스템은 다음과 같이 변형된다.

$$\sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} = -R_s i_{ds} + \omega_e \sigma L_s i_{qs} + R_s i_{ds}$$

$$= \omega_e \sigma L_s i_{qs} \tag{8}$$

$$\sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} = -R_s i_{qs} - \omega_e \sigma L_s i_{ds} - \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} + \omega_e^* L_s i_{ds}$$

$$\approx -R_s i_{qs}$$

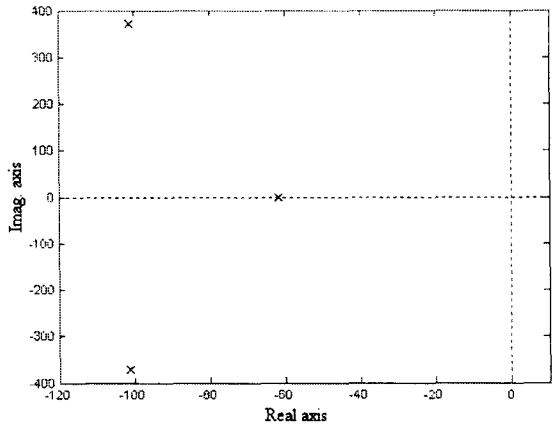
위의 식 (8)로부터 다음의 사실을 알 수 있다.

1) d -축 전류 i_{ds} 에서의 변동은 실제 동작 주파수에 의존한다.

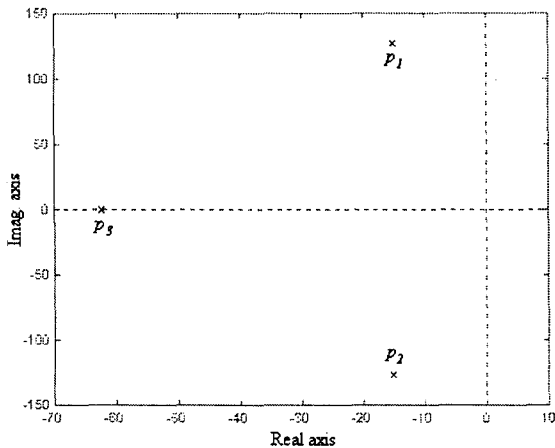
2) 전동기 토크의 함수인 q -축 전류 i_{qs} 에서의 변동은 실제 동작 주파수와는 거의 무관하다.

이러한 사실은 만약 전통적인 V/f 제어 기법으로 동작하는 유도전동기 드라이브 시스템에서 전동기가 특정 동작 주파수에서 진동을 하게 된다면, 그 진동을 억제하기 위하여서는 q -축 전류 i_{qs} 의 변동보다 d -축 전류 i_{ds} 의 변동에 대하여 더 관심을 기울여야만 한다는 것을 말해 준다. 즉, 전통적인 V/f 제어 기법에 의한 유도전동기 드라이브 시스템에서의 전동기 속도는 전기적 동작 주파수에 의존하게 되므로, 전동기의 진동으로 인한 전동기 속도의 변화가 결국 d -축 전류 i_{ds} 에 반

영된다. 이것을 의미한다는 것이다. 또한, 이것은 일정하게 유지되어야 하는 고정자 자속의 맥동을 의미하는 것으로 고정자 자속의 맥동에 의한 전동기 토크의 맥동을 의미하기도 한다. 따라서 이러한 사실로부터, 정상상태 무부하 혹은 경부하 조건 하에서 전동기 진동 현상이 발생할 때 V/f 제어 유도전동기 드라이브 시스템을 안정화하려면, 유도전동기의 d-축 고정자 전류 i_{ds} 에서 진동 성분을 제거하여 유도전동기 고정자 전류를 안정시켜야 한다는 것을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 2. 전통적인 V/f 제어 기법에 의한 유도전동기 드라이브 시스템의 시스템 극 배치도:

- (a) 공진 주파수가 아닌 주파수 (60 Hz)
- (b) 공진 주파수 (20 Hz)

Fig. 2. The system pole configuration of an induction motor drive system by the conventional V/f control method:

- (a) at non-resonant frequency (60 Hz)
- (b) at the resonant frequency (20 Hz).

그러므로 지금까지 설명한 바와 같이, 정상상태 무부하 혹은 경부하 조건 하에서 동작하는 V/f 제어 유도전동기 드라이브 시스템에서 유도전동기의 진동 상태를 반영하는 d-축 고정자 전류 i_{ds} 의 진동 성분을 제거하기 위하여, 다이나믹 전류보상기를 이용하는 새로운 V/f 제어 기법을 다음과 같이 제안한다.

$$v_{ds}^* = R_s i_{ds}^* \tag{9}$$

$$v_{qs}^* = V_{qs,max} \frac{\omega_e^*}{\omega_b} - \frac{k_1 + k_2 s}{1 + \tau s} |i_{ds}^*|$$

여기에서 k_1 과 k_2 는 다이나믹 보상기의 이득 (gain)이고 τ 는 저역 필터 (low-pass filter) 회로의 시정수이다. 그림 3은 제안된 V/f 제어 기법의 제어 블록 다이어그램을 보여준다.

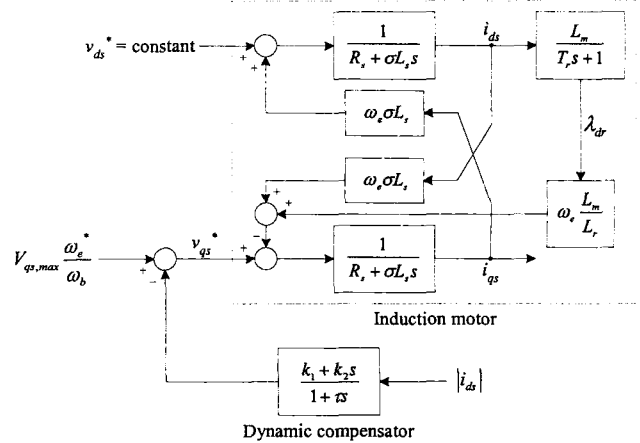


그림 3. 제안된 V/f 제어 기법의 제어 블록 다이어그램

Fig. 3. The control block diagram of the proposed V/f control method.

또한, 그림 4(a)와 (b)는 제안된 V/f 제어 기법의 근궤적 (root locus)도를 보인다. 이 근궤적도는 시물레이션의 간략화를 위하여 $\tau=0$ 으로 두고 k_1 과 k_2 를 $k_1=0$ 과 $k_2=0$ 으로부터 $k_1=1$ 과 $k_2=\infty$ 까지 0.01 스텝씩 각각 변화시키면서 근궤적을 도시한 결과들이다. 여기에서 화살표 (\rightarrow)는 극점의 이동 추이를 나타낸다. 그림 4(a)와 (b)의 결과는 전달함수 i_{ds}/v_{qs}^* 의 안정도는 매우 향상되고 전달함수 i_{qs}/v_{qs}^* 의 안정도도 어느 정도 향상되는 것을 보여준다. 이 시물레이션의 결과, i_{ds}/v_{qs}^* 의 k_1 과 k_2 의 이득에 대한 극점의 이동 반응은 이득의 스텝이 움직일 때 마다 다소 크게 움직임을 볼 수 있었고, i_{qs}/v_{qs}^* 의 경우에는 이득의 스텝이 움직일 때 마다 극점의 이동 반응은 다소 적게 나타나는 것을 볼 수 있었다. 그러므로 이 때 k_1 과 k_2 를 적당하게 선택한다면 시스템의 안정도는 더욱 향상된다고 할 수 있다. 이로부터 다이나믹 전류보상기를 이용하는 새로운 V/f 제어 기법은 결과적으로 유도전동기의 고정자 전류를 안정시켜 유도전동기 드라이브 시스템의 안정도를 전체적으로 향상시킨다는 것을 알 수 있다.

그림 5(a)와 (b)는 제안된 V/f 제어 기법의 보드 다이어그램 (Bode diagram)을 보인다. 각각의 보드 다이어그램은 이득여유 (gain margin)와 위상여유 (phase margin)들이 안정수준에 있어서 제안된 V/f 제어 유도전동기 드라이브 시스템이 전체적으로 안정적임을 보여준다. 여기에서 동작주파수는 공진주파수인 20 Hz이며, 저역필터 회로시정수 τ 는 근궤적 시물레이션에서와 마찬가지로 0으로 두었고, k_1 과 k_2 는 시행착오 (trial and error) 기법으로 구한 적당한 이득값인 $k_1=0.01$ 과 $k_2=0.0012$ 를 이용하였다. 제안된 V/f 제어 기법에서의 전류 보상은 진상 보상 (lead compensation)에 근거하며, 이것은 복소수 평면 상에서 전달함수 i_{ds}/v_{qs}^* 와 i_{qs}/v_{qs}^* 의 시

스텝 극을 보다 좌반평면 (left half-plane) 쪽으로 이동시키는 역할을 하므로 [8] 유도전동기 드라이브 시스템의 안정도 향상에 기여한다.

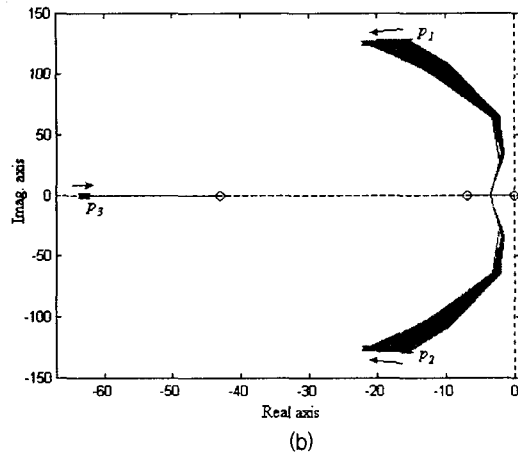
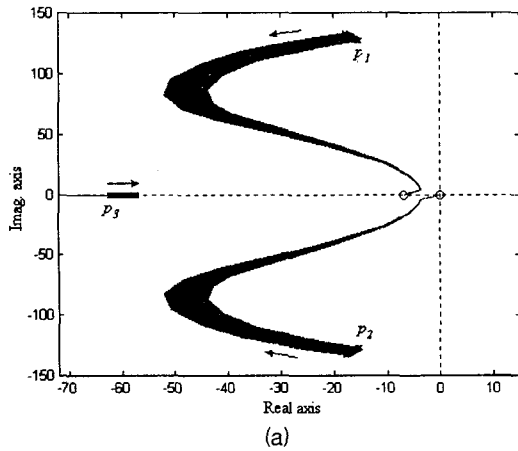


그림 4. 제안된 V/f 제어 기법의 근궤적 (root locus)도:
 (a) 전달함수 i_{ds}/V_{qs}^* 의 근궤적도
 (b) 전달함수 i_{qs}/V_{qs}^* 의 근궤적도

Fig. 4. The root loci of the proposed V/f control method:
 (a) The root locus of the transfer function of i_{ds}/V_{qs}^*
 (b) The root locus of the transfer function of i_{qs}/V_{qs}^* .

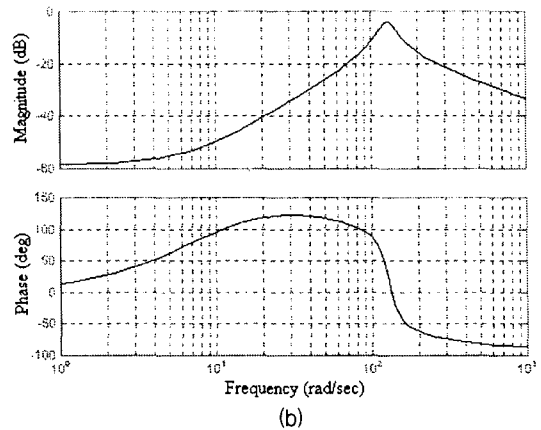
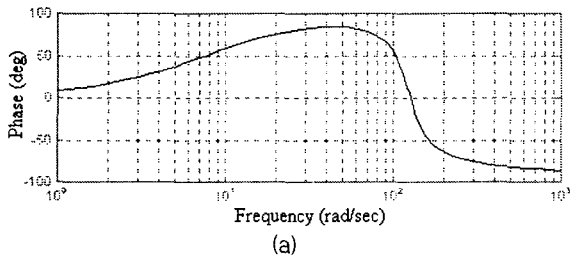
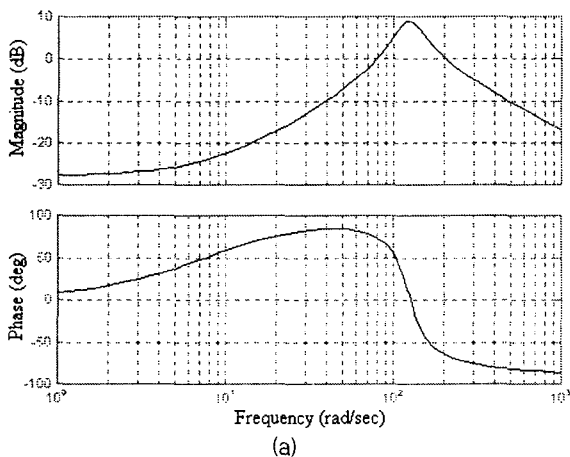


그림 5. 제안된 V/f 제어 기법의 보드 다이어그램:

- (a) 전달함수 i_{ds}/V_{qs}^* 의 보드 다이어그램
- (b) 전달함수 i_{qs}/V_{qs}^* 의 보드 다이어그램

Fig. 5. The Bode diagrams of the proposed V/f control method:

- (a) The Bode diagram of the transfer function of i_{ds}/V_{qs}^*
- (b) The Bode diagram of the transfer function of i_{qs}/V_{qs}^* .

4. 실험 결과

제안된 V/f 제어 기법의 유효성을 보이기 위하여 실제 유도전동기 드라이브 시스템에 대한 실험을 수행하였다. 제안된 V/f 제어 기법이 실제로 적용된 유도전동기 드라이브 시스템의 V/f 제어 인버터는 Texas Instruments (TI)사의 디지털 신호처리 (DSP) 칩인 TMS320C32와 그 주변회로로 구현되었다. 이것은 앞에서 서술한 바와 같이, 벡터제어 기법과 V/f 제어 기법이 동시에 요구되는 유도전동기 드라이브 시스템에 이미 프로그램되어 있던 벡터제어 인버터 소프트웨어에 약간의 수정을 통하여 제안된 V/f 제어 기법을 적용한 것이다. 마이크로프로세서를 근거로 하는 제어 시스템에서의 소프트웨어 유연성은 새로운 제어 기법의 개발과 업데이트를 용이하게 하고 제어 시스템의 고성능을 얻는데 유용한 현대 제어 이론의 적용을 용이하게 한다.

제안된 V/f 제어 기법이 적용된 유도전동기 드라이브 시스템에서의 공간벡터 변조방식의 PWM 출력은 PWM 인버터 각 레그의 3상 PWM 펄스의 도통 시간이고, 이것은 Analog Devices사의 모션 제어기 (motion controller)인 ADMC201에 내장된 PWM 발생기로 구현되었다. 또한 직류링크 전압 V_{dc} 와 상전류 i_a 와 i_b 는 ADMC201에 역시 내장된 11비트 A/D 변환기에 의해서 각각 측정되었다. 상전류의 d-q 변환과 다이나믹 전류보상기 및 공간벡터 방식의 PWM 펄스 발생은 ADMC201을 이용하여 매 278 μ s마다 수행하도록 하였다. 실험에서 사용된 유도전동기의 파라미터들은 "3절 다이나믹 전류보상기를 이용하는 제안된 V/f 제어 기법"의 시뮬레이션에서 이용된 전동기 파라미터 표 1과 동일한 것들을 이용하였다. 그림 6은 제안된 V/f 제어 기법의 전체 시스템 블록다이어그램을 나타낸 것이다.

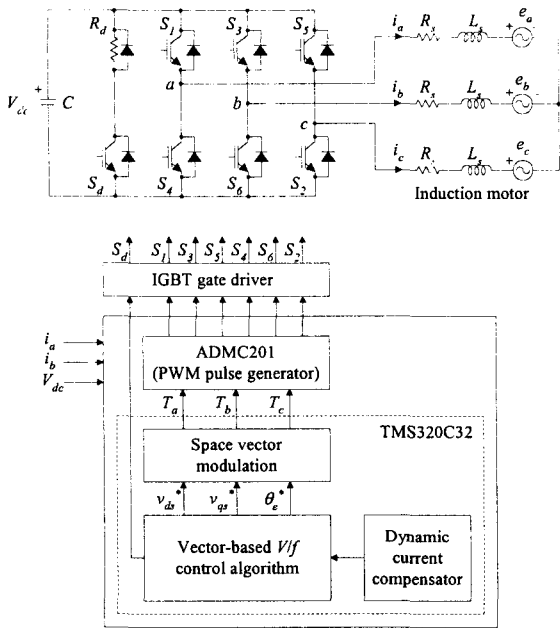


그림 6. 제안된 V/f 제어 기법의 전체 시스템 블록 다이어그램
 Fig. 6. The total system block diagram of the proposed V/f control method.

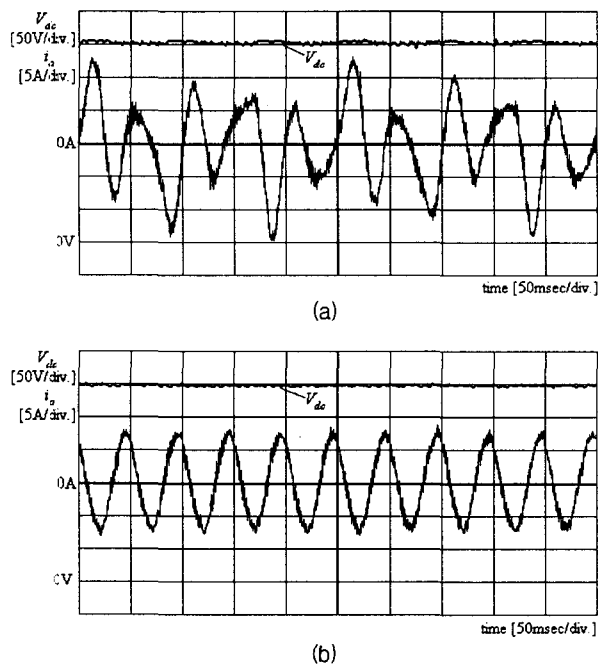


그림 7. 무부하, 공진 주파수에서의 유도전동기의 고정자 상 전류 파형과 직류 링크 전압 파형:
 (a) 전통적인 V/f 제어 기법
 (b) 제안된 V/f 제어 기법
 Fig. 7. The waveform of stator phase current and DC-link voltage at the resonant frequency under no load condition:
 (a) The conventional V/f control method
 (b) The proposed V/f control method.

그림 7(a)는 정상상태 경부하 조건 중에서 최악의 조건인 무부하 조건으로 전통적인 V/f 제어 기법이 어떠한 보상도 하지 않은 채 공진 주파수에서 동작할 때, 진동하는 고정자 상전류 i_a 의 파형과 직류링크 전압 V_{dc} 의 파형을 보여 준다. 그러나 그림 7(b)는 그림 7(a)와 동일한 조건 하에서 다이 나믹 전류보상기를 이용하는 새로운 형식의 V/f 제어 기법이 전류보상을 한 후의 파형으로써, 동일하게 상전류 i_a 의 파형과 직류링크 전압 V_{dc} 의 파형을 보여주는데, 이것은 제안된 V/f 제어 기법이 상전류 i_a 의 파형과 직류링크 전압 V_{dc} 의 파형을 상당히 향상시켰음을 보여 준다. 또한 이 파형은 유도 전동기의 상전류 및 직류 링크 전압이 보상 전의 파형에 비해 상당히 안정된 상태임을 보여 주는데, 이것은 전동기 속도의 안정을 의미하며 전체적으로 시스템의 안정도가 매우 향상되었음을 보여 주기도 한다.

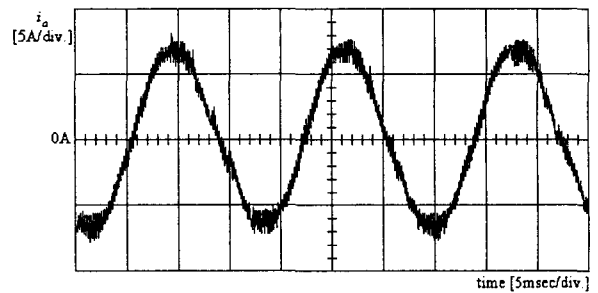


그림 8. 기저 주파수 (60 Hz)에서의 제안된 V/f 제어 기법에 의한 무부하 유도전동기의 정상상태 상전류 파형
 Fig. 8. The phase current waveform of an induction motor by the proposed V/f control method at the base frequency (60 Hz) in steady-state with no load.

그림 8은 제안된 V/f 제어 기법에 의하여 유도전동기가 기저 주파수 (60 Hz)로 회전할 때 정상상태 무부하 조건 하에서의 상전류 파형이다. 이 파형은 양호한 상전류 파형으로써 일반적인 V/f 제어 PWM 인버터에서처럼 제안된 V/f 제어 유도전동기 드라이브 시스템이 정현파 상전류를 출력하고 있음을 보여 준다. 또한 이것은 다이 나믹 전류보상기가 일반적인 동작 영역에서의 특성을 전혀 약화시키지 않음을 보여 준다. 그러므로 제안된 V/f 제어 기법이 공진 주파수 근처에서는 상전류 파형을 향상 시키고 일반적인 동작 영역에서는 동작 특성을 그대로 유지하므로, 정상상태 경부하 조건 하에서 V/f 제어 유도전동기 드라이브 시스템의 안정도를 전체적으로 향상시킨다고 할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 다이 나믹 전류보상기를 이용한 V/f 제어 유도전동기 드라이브 시스템의 안정도 향상을 제안하였다. 제안된 V/f 제어 기법에서 이용하는 전통적인 V/f 제어 기법은 벡터방식에 근거하는 새로운 형식의 V/f 제어 기법으로써 기존의 전통적인 V/f 제어 기법과는 약간 다른 방식의 제어 기법이다. 제안된 V/f 제어 기법은 V/f 제어 유도전동기 드라이

브 시스템의 안정도를 향상시키기 위하여 다이내믹 전류보상기를 이용하였다. 이 기법은 구현이 매우 용이하며, V/f 제어 유도전동기 드라이브 시스템의 불안정성 유발의 원인이 되는 전동기 진동 현상을 완전히 제거하는 제어 기법이다. 또한 본 논문에서는 제안된 시스템의 유효성을 시뮬레이션과 실험 결과를 통하여 보였다.

감사의 글

본 연구과제는 2004학년도 순천향대학교 산업기술연구소 학술연구조성비 일반연구과제로 지원을 받아 수행하였음.

참 고 문 헌

[1] R. H. Nelson, T. A. Lipo, and P. C. Krause, "Stability Analysis of a Symmetrical Induction Machine", IEEE Transactions on Power Application System, Vol. PAS-88, No. 11, pp. 1710-1717, November 1969.

[2] D. W. Novotny and J. H. Wouterse, "Induction Machine Transfer Functions and Dynamic Response by means of Complex Time Variable", IEEE Transactions on Power Application System, Vol. PAS-95, p. 1325, 1976.

[3] M. Daijyo, I. Hosono, H. Yamada, and Y. Tunehiro, "A Method of Improving Performance Characteristics of General Purpose Inverter", Transactions IEE Japan, Vol. 109-D, No. 5, pp. 339-346, May 1989.

[4] L. Ben-Brahim, "Improvement of the Stability of the V/f Controlled Induction Motor Drive Systems", Proceedings IECON '98, pp. 859-864, 1998.

[5] J. T. Boys and S. J. Walton, "Dynamic Flux-controlled AC Drive", IEE Proceedings B, Vol. 137, No. 4, pp. 259-264, July 1990.

[6] A. Gastli and M. Nobuyuki, "Stator Flux Controlled V/f PWM inverter with Identification of IM Parameters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, No. 4, pp. 334-340, August 1992.

[7] J. H. Youm and B. H. Kwon, "An Effective Software Implementation of the Space-Vector Modulation", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 4, pp. 866-868, August 1999.

[8] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emani-Naeini, Feedback Control of Dynamic Systems, Addison-Wesley Publishing Company, pp. 292-300.

저 자 소 개

정 강 른 (鄭 康 律)



1971년 12월 17일생. 1997년 영남대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1999년 포항공과대학교 대학원 전자전기공학과 졸업(공학석사). 2002년 동대학원 전자컴퓨터공학부 졸업(공학박사). 동년 동대학원 BK21 박사후연구원. 2003년~현재 순천향대학교 정보기술공학부 전임강사.