

유도전동기의 직접 벡터제어 시스템에서 기동기법에 관한 연구

全泰園, 崔明圭, 劉玿鍾

A Study on the Start-Up Scheme of Direct Vector Controlled Induction Motor System

Tae-Won Chun, Meong-Kyu Choi, Woo-Jong You

요약

본 논문은 유도전동기의 직접벡터 제어 시스템에서 전동기가 기동 시 토크 충격없이 부드럽게 기동할 수 있는 기동기법을 제시한다. 정지모드에서는 고정자 전류만으로 고정자자속을 계산하는 방식을 사용하며, 기동 후 직접 벡터제어 모드에서는 프로그램어블 3-단계 저역필터로 고정자자속을 계산한다. 정지모드에서 직접벡터제어 모드로 변환 시 3-단계 저역필터의 시간지연으로 고정자 자속이 급격히 감소되어 토크 역시 갑자기 감소된다. 본 논문에서는 전동기가 기동 시 토크 충격을 방지하기 위한 고정자 자속의 피이드포워드 제어 기법을 제시하고, 시뮬레이션 및 실험을 통하여 이 기법의 타당성을 확인한다.

ABSTRACT

The paper proposes a zero speed start-up scheme of direct vector controlled induction motor drive without any torque jerk. At standstill condition, a method is derived to calculate a stator flux with only stator current. The programmable 3-stage low pass filters with programmable time constants is used in order to solve the problem of integration for stator flux estimation in the direct vector control mode. Due to the time delay of 3-stage low pass filter, the status flux decreases rapidly and also the torque jerk occurs during the transition from standstill mode to the direct vector control mode. A feedforward control strategy of the stator flux is suggested to prevent the torque jerk at start-up. Through results of simulation and experiment with 32 bit DSP, the performance of the start-up scheme is verified.

Key Words : Start-up scheme, Feedforward control, Direct vector control, DSP

1. 서론

유도전동기의 벡터제어 방식에서 회전자자속 간접벡터 제어 방식을 많이 사용되고 왔으나, 이 방식은 온도에 대한 회전자 저항의 변화에 상당히 영향을 받으며, 또한 이 회전자 저항의 추정 및 온도에 대한 회전자 저항값의 보상이 상당히 힘들다는 문제점이 있었다. 이에 비하여 고정자 자속 벡터제어 방식은 고정자

저항의 변화에 영향을 받으나, 회전자 자속 벡터제어 보다는 고정자 저항의 변화에 덜 민감하며, 또한 이 저항의 측정과 보상을 쉽게 할 수 있다. 또한 엔코더 등 속도측정장비가 필요없는 센서리스 제어가 가능하다는 장점 때문에 최근에 많이 연구되고 있다.^[1,2] 그러나 이 고정자 자속 벡터제어에서 고정자 자속 계산 시 사용되는 적분기가 고정자 전압 및 전류의 오차에 상당히 민감하다는 문제점이 있으며, 이에 대한 연구

결과가 다수 발표되었다.^{13,4)}

이 적분기 문제점을 근본적으로 해결하기 위한 한 방법으로써 적분기대신에 3개의 저역필터를 직렬로 연결하여, 유도전동기의 동기각속도에 따라 이 저역필터의 차단 주파수를 조정함으로써, 적분 기능을 수행할 수 있는 프로그래머블(Programmable) 3-단계 저역필터가 발표되었다.¹⁵⁾ 이 프로그래머블 3-단계 저역필터는 인버터의 어떤 주파수에도 거의 완벽한 적분 기능을 가지고 있으나, 두 가지 문제점이 있다. 첫 번째 문제점은 정지상태에서 자기 기동이 되지 않고, 두 번째 문제점은 전동기가 기동하는 과도상태에서 3개의 저역필터의 시간지연 때문에 고정자 자속이 갑자기 급격히 감소되며, 따라서 토크 역시 급격히 감소되는 것이다.

따라서 본 연구에서는 이 문제점을 해결하여, 고정자 자속 벡터제어 유도전동기 구동 시스템에서 유도전동기의 기동 시 토크 충격없이 부드럽게 기동하는 기동기법을 개발한다. 먼저 전동기가 정지 시 유도전동기의 전류모델을 사용하여 고정자 전류만으로 고정자 자속을 계산하는 식을 유도하고, 전동기가 기동 전에 고정자 자속을 정격자속까지 증가시켜 자기 기동이 될 수 있도록 한다. 다음은 유도전동기가 기동 시 과도상태에서 3개 저역필터의 시간지연을 보상하여, 자속의 급격한 감소를 저지하고 전동기 토크 충격을 제거하기 위한 고정자 자속 피이드포워드 제어(Feedforward control) 기법을 제시한다.

디지털 시뮬레이션 및 DSP를 사용한 실험을 통하여 고정자 자속 피이드포워드 제어를 할 경우와 사용하지 않은 경우에 각각 고정자 자속 및 토크 등의 과도특성을 비교하여, 본 연구에서 제시한 기동기법의 타당성을 확인한다.

2. 유도전동기의 직접 벡터제어 시스템의 기동 기법

고정자자속 벡터제어에서 고정자자속은 다음 식과 같이 고정자 전압에서 고정자 저항 전압강하분을 빼 역기전력을 적분하여 구하며, 본 논문에서는 프로그래머블 3-단계 저역필터로 이 적분 기능을 수행한다.

$$\psi_s = \int (V_s - R_s i_s) dt \quad (1)$$

그림 1은 유도전동기의 직접 벡터제어 시스템의 기

동방법에 대한 블록도이다.

이 제어루우프는 고정자 자속제어기, d축 전류제어기, 토크 제어기 및 기준 토크를 만들기 위한 속도제어 제어기 등 4개의 제어기가 있으며, 공간 전압벡터 제어방식으로 PWM 펄스를 발생시킨다. 정지상태에서는 고정자전류만으로 고정자자속을 추정하고, 전동기 속도가 증가하면 정지모드에서 직접 벡터제어 모드로 전환하면서 프로그래머블 3-단계 저역필터로 고정자자속을 계산한다. d축 및 q축의 고정자 전압, 전류 및 자속 값으로 고정자 자속 ψ_s , 동기각속도 θ_e , 토크 T_e 는 다음 식을 사용하여 구한다.¹²⁾

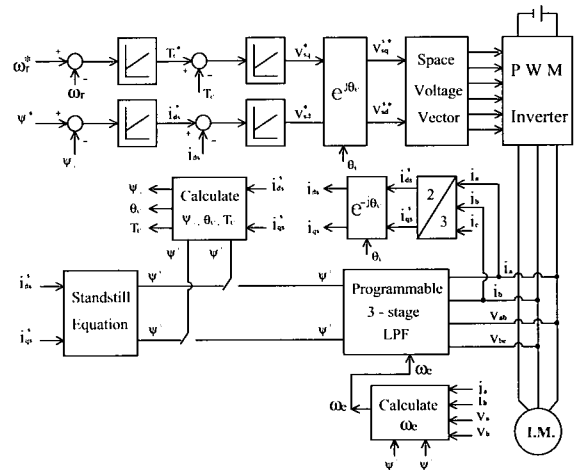


그림 1 유도전동기의 직접 벡터제어 시스템에서 기동기법에 대한 블록도

Fig. 1 Block diagram of direct vector control system with start-up scheme

$$\psi_s = \sqrt{(\psi_{ds}^s)^2 + (\psi_{qs}^s)^2} \quad (2)$$

$$\cos \theta_e = \frac{\psi_{ds}^s}{\psi_s}, \quad \sin \theta_e = \frac{\psi_{qs}^s}{\psi_s} \quad (3)$$

$$\omega_e = \frac{(V_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) \psi_{ds}^s - (V_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) \psi_{qs}^s}{\psi_s} \quad (4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\psi_{ds}^s i_{qs}^s - \psi_{qs}^s i_{ds}^s) \quad (5)$$

그림 2는 SS 모드(정지상태 모드)와 DVC 모드(직접 벡터제어 모드) 간의 전환 방식을 나타낸다. 정지상태에서는 SS 모드로 동작하며, 동기속도 ω_e 가 증가하기 시작하여 동기속도가 설정치 ω_{et} 에 도달하였을때,

DVC 모드로 운전을 전환시킨다. 또한 DVC 모드에서 전동기가 정지상태로 접근하여 동기속도가 설정치 ω_{et} 보다 작아질 경우, 운전을 SS 모드로 다시 전환시킨다.

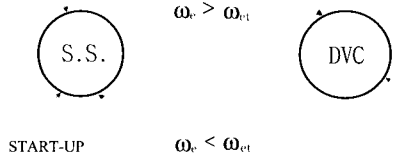


그림 2 SS 모드와 DVC 모드 전환 방식
Fig. 2 Transition between SS mode and DVC mode

3. 정지모드에서 고정자자속 추정 방식

유도전동기의 정지상태에서 고정자 자속을 추정하는 식을 유도한다. 2상 고정좌표계에서 회전자 전압방정식은 아래와 같이 나타낸다.^[6]

$$0 = R_r i_{dr}^s + P \Psi_{dr}^s + \omega_r \Psi_{qr}^s \quad (6)$$

$$0 = R_r i_{qr}^s + P \Psi_{qr}^s + \omega_r \Psi_{dr}^s \quad (7)$$

여기서 P 미분인자이며, 고정자 및 회전자 쇄교자속은 아래와 같다.

$$\Psi_{ds}^s = L_s i_{ds}^s + L_m i_{dr}^s \quad (8)$$

$$\Psi_{qs}^s = L_s i_{qs}^s + L_m i_{qr}^s \quad (9)$$

$$\Psi_{dr}^s = L_r i_{dr}^s + L_m i_{ds}^s \quad (10)$$

$$\Psi_{qr}^s = L_r i_{qr}^s + L_m i_{qs}^s \quad (11)$$

식 (6)과 (7)에 식 (10)과 (11)을 대입하여 d축 및 q축 회전자 전류를 고정자 전류 및 회전자 자속으로 표현하고, 전동기의 정지상태이므로 $\omega_r = 0$ 를 대입하면 다음 식을 유도할 수 있다.

$$\frac{d\Psi_{dr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^s - \frac{1}{T_r} \Psi_{dr}^s \quad (12)$$

$$\frac{d\Psi_{qr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs}^s - \frac{1}{T_r} \Psi_{qr}^s \quad (13)$$

여기서, $T_r = R_r / L_r$ 은 회전자 시정수이다

식 (8)~(11)을 사용하여 d축 및 q축 회전자 자속식을 고정자 자속 및 고정자 전류로 유도하면 다음 식과 같다.

$$\Psi_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{ds}^s + (L_m - \frac{L_s L_r}{L_m}) i_{ds}^s \quad (14)$$

$$\Psi_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{qs}^s + (L_m - \frac{L_s L_r}{L_m}) i_{qs}^s \quad (15)$$

식(14)와 (15)를 식(12)과 (13)에 각각 대입하여 정리하면 다음과 같이 d축 및 q축 고정자 자속을 고정자 전류의 함수로 표현한다. 따라서 전동기가 정지상태에서 d축 및 q축 고정자 전류만으로 d축 및 q축 고정자 자속을 추정할 수 있다.

$$\frac{d\Psi_{ds}^s}{dt} = L_s \sigma \frac{di_{ds}^s}{dt} + \frac{L_s}{T_r} i_{ds}^s - \frac{1}{T_r} \Psi_{ds}^s \quad (16)$$

$$\frac{d\Psi_{qs}^s}{dt} = L_s \sigma \frac{di_{qs}^s}{dt} + \frac{L_s}{T_r} i_{qs}^s - \frac{1}{T_r} \Psi_{qs}^s \quad (17)$$

여기서, 결합요소 $\sigma = (1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r})$ 이다.

4. 프로그래머블 3-단계 저역필터

직접 벡터제어에서 프로그래머블 3-단계 저역필터를 사용하여 고정자 자속을 계산하며, 이 3-단계 저역필터의 구성도는 그림 3과 같다.^[5]

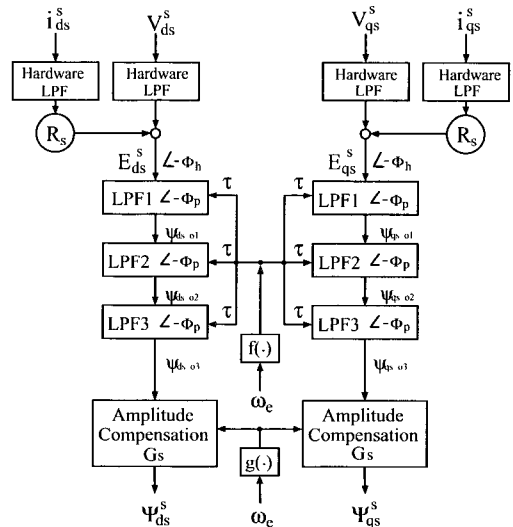


그림 3 프로그래머블 3-단계 저역필터 구성
Fig. 3 Block diagram for programmable 3-stage LPF

고정자 전압과 전류는 고정자 전압 및 전류의 리플을 감소시키기 위한 하드웨어 저역필터를 거쳐 d축 및 q축의 역기전력을 계산한다. 적분기능을 내기 위하여 동기각속도에 따라 저역필터의 시정수를 제어하는 3개의 프로그램어블 저역필터와 이 저역필터 들에 의한 크기감소를 보상하기 위한 보상계수를 거친 후, 고정자자속이 계산된다.

먼저 하드웨어 저역필터의 이득 G_h 와 위상 ϕ_h 는 다음 식과 같다.

$$G_h = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega_e \tau_1)^2}} \quad (18)$$

$$\phi_h = \tan^{-1}(\tau_h \omega_e) \quad (19)$$

여기서 τ_h 는 하드웨어 저역필터의 시정수이다.

프로그램어블 저역필터의 이득 G_p 와 위상 ϕ_p 는 다음 식과 같다.

$$G_p = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega_e \tau_p)^2}} \quad (20)$$

$$\phi_p = \tan^{-1}(\tau_p \omega_e) \quad (21)$$

여기서 τ_p 는 프로그램어블 저역필터의 시정수이며, 이 값은 동기각속도에 따라 제어된다.

하드웨어 저역필터와 3개의 프로그램어블 저역필터에 의한 전체 위상 ϕ_T 는

$$\phi_T = -\phi_h - 3\phi_p \quad (22)$$

와 같으며, 적분기능을 수행하기 위하여 ϕ_T 가 $-\pi/2$ 되어야 한다.

따라서 식(22)에 식(21)를 대입하면, 프로그램어블 저역필터의 시정수 τ_p 는 다음 식과 같이 유도되며, 이 시정수는 ω_e 의 함수가 된다.

$$\tau_p = \frac{1}{\omega_e} \tan \left[\frac{1}{3} \left\{ \frac{\pi}{2} - \phi_h \right\} \right] = f(\omega_e) \quad (23)$$

다음은 식(18)과 (20)을 참조하여 하드웨어 저역필터를 포함한 전체 필터 시스템의 이득 G_T 는 다음 식과 같다.

$$G_T = \frac{1}{\sqrt{[1+(\tau_h \omega_e)^2][1+(\tau_p \omega_e)^2]^3}} \quad (24)$$

여기서, 적분기 이득이 $\frac{1}{\omega_e}$ 이므로 $G_T \cdot G_S = \frac{1}{\omega_e}$ 되기 위한 보상이득 G_S 는 다음 식과 같다.

$$G_S = \frac{1}{\omega_e} \sqrt{[1+(\tau_h \omega_e)^2][1+(\tau_p \omega_e)^2]^3} = g(\omega_e) \quad (25)$$

보상이득 G_S 는 프로그램어블 저역필터의 시정수와 같이 ω_e 의 함수이다.

5. 고정자 자속의 피이드포워드 제어

고정자 자속을 계산하기 위하여 사용된 프로그램어블 3-단계 저역필터 방식은 전동기가 기동 시 즉 SS 모드에서 DVC모드로 전환 시 3-단계 저역필터의 시간지연때문에 고정자 자속이 급격히 감소되고, 따라서 전동기 토크 역시 급격히 감소한다는 문제점이 있다. 본 논문에서는 3-단계 저역필터에 의한 시간지연을 보상하기 위한 고정자 자속 피이드포워드 제어 기법을 제시하였다. 즉 전동기가 SS모드에서 DVC모드로 전환 시 기준 고정자 자속과 실제 고정자 자속 사이에 차이가 한계치(ϵ)보다 더 클 경우, 프로그램어블 3-단계 저역필터의 각 초기값을 조절함으로써 고정자 자속의 급격한 감소를 방지하여 기동 시 토크 충격을 제거하고자 한다.

고정자 자속의 피이드포워드 제어를 위하여 그림 3의 3개 저역필터 초기값을 기준 d축 및 q축 고정자 자속 값으로부터 역으로 한 단계씩 계산하며, 그림 4는 이 고정자자속의 피이드 포워드제어 시 각 저역필터의 초기값을 계산하기 위한 블록도이다.

먼저, 그림 3의 출력인 d축과 q축 고정자 자속은 다음과 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\psi_{ds}^s = \psi_s^* \cos \theta_e \quad (26)$$

$$\psi_{qs}^s = \psi_s^* \sin \theta_e \quad (27)$$

위의 고정자 자속 값에 보상 이득 G_S 를 나누면 LPF3(3번째 저역필터)의 출력이 되며, LPF3의 출력값에서 크기를 $\sqrt{[1+(\tau_p \omega_e)^2]}$ 만큼 곱하고 위상은 ϕ_p

만큼 앞서면 LPF3의 입력 값 즉 LPF2의 출력값이 된다.

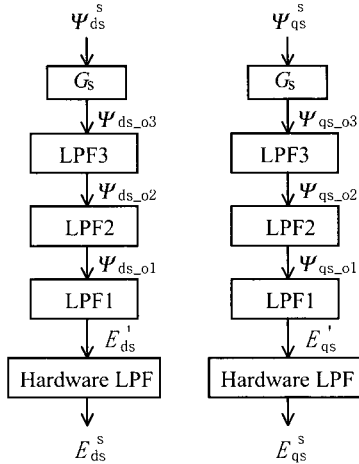


그림 4 프로그램어블 저역필터 초기값 계산 블록도
Fig. 4 Block diagram for previous value calculation of LPF

같은 방법으로 LPF2의 출력값에서 크기는 $\sqrt{[1+(\tau_p\omega_e)]}$ 만큼 곱하고 위상은 ϕ_p 만큼 앞서도록 하면 LPF1의 출력값이 된다. 따라서, 이 LPF1의 출력값은 LPF3 출력값에서 크기는 $\sqrt{[1+(\tau_p\omega_e)]^2}$ 를 곱하고, 위상은 $2\phi_p$ 만큼 앞서게 된다. 이렇게 계산된 3개 저역필터 출력값은 피드포워드 제어에서 각 저역필터의 초기값으로 설정한다. 따라서, d축 고정자 자속 저역필터의 각 초기값 ψ_{ds_o3} , ψ_{ds_o2} , ψ_{ds_o1} 식은 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\psi_{ds_o3} = \frac{\Psi_{ds}^s}{G_s} = \frac{\Psi_s^*}{G_s} \cos \theta_e \quad (28)$$

$$\psi_{ds_o2} = \frac{\Psi_s^*}{G_s} \sqrt{[1+(\tau\omega_e)]^2} \cos(\theta_e + \phi_p) \quad (29)$$

$$\psi_{ds_o1} = \frac{\Psi_s^*}{G_s} \sqrt{[1+(\tau\omega_e)^2]^2} \cos(\theta_e + 2\phi_p) \quad (30)$$

q축 고정자 자속 저역필터의 각 초기값은 다음과 같다.

$$\psi_{qs_o3} = \frac{\Psi_{qs}^s}{G_s} = \frac{\Psi_s^*}{G_s} \sin \theta_e \quad (31)$$

$$\psi_{qs_o2} = \frac{\Psi_s^*}{G_s} \sqrt{[1+(\tau\omega_e)]^2} \sin(\theta_e + \phi_p) \quad (32)$$

$$\psi_{qs_o1} = \frac{\Psi_s^*}{G_s} \sqrt{[1+(\tau\omega_e)^2]^2} \sin(\theta_e + 2\phi_p) \quad (33)$$

그림 5는 d축 고정자 자속 Ψ_{ds}^s 및 3-단계 저역필터 초기값의 파형이다. LPF3 초기값 ψ_{ds_o3} 는 Ψ_{ds}^s 와 동상이며, ψ_{ds_o2} 는 ψ_{ds_o3} 보다 크기가 크면서 위상이 앞서고, ψ_{ds_o1} 은 ψ_{ds_o2} 에 비하여 크기가 크면서 위상이 앞서는 것을 알 수 있다. 그림 6은 q축 고정자 자속 Ψ_{qs}^s 및 3-단계 저역필터 초기값 파형을 보인 것이다.

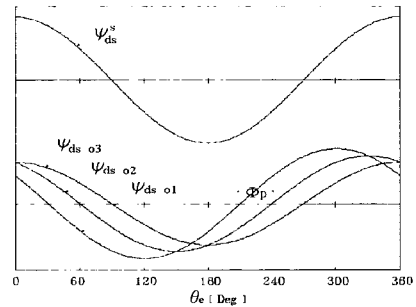


그림 5 Ψ_{ds}^s 와 저역필터의 초기값 파형
Fig. 5 Waveforms of Ψ_{ds}^s and previous values of LPF

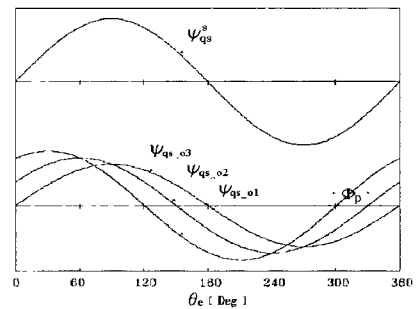


그림 6 Ψ_{qs}^s 와 저역필터의 초기값 파형
Fig. 6 Waveforms of Ψ_{qs}^s and previous values of LPF

6. 시뮬레이션 결과

그림 7과 8은 고정자 자속의 피드포워드 제어를 하지 않은 경우와 하였을 경우에 대하여 기동 시 과도 응답 특성에 대한 디지털 시뮬레이션 결과를 각각 보

인 것이다. SS모드에서 즉 정지 상태에서 고정자 자속을 정격 고정자 자속까지 올리며, 고정자 자속이 기준 고정자 자속에 도달했을 때 전동기를 기동시킨다. 전동기의 동기속도가 설정치 ($\omega_{et} = 1 \text{ rad/s}$)에 도달하면, 운전 모드를 DVC 모드로 전환시킨다.

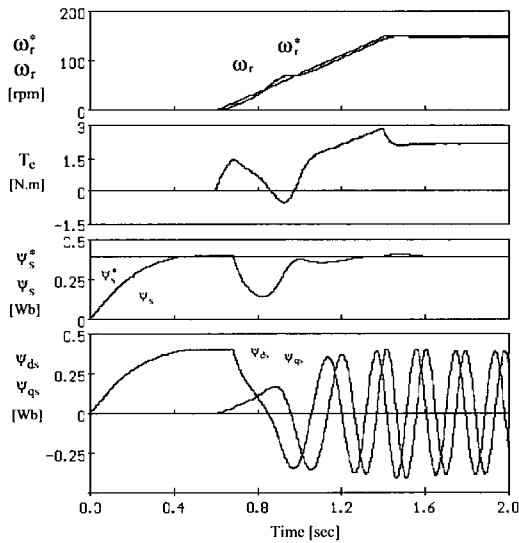


그림 7 피이드포워드 제어를 않은 경우 기동 시 과도응답
Fig. 7 Transient response at start-up without feedforward control

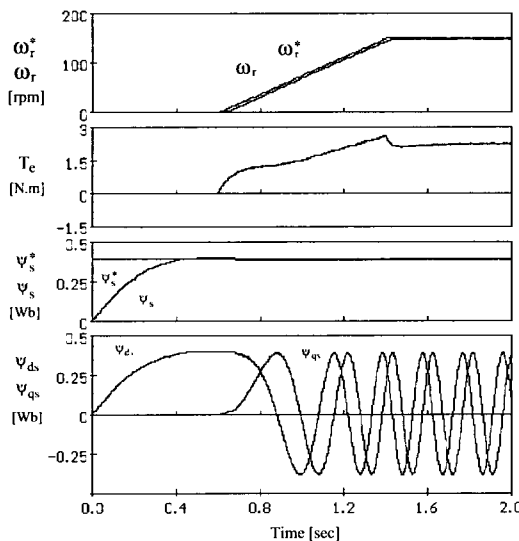


그림 8 피이드포워드 제어를 하였을 경우 기동 시 과도응답
Fig. 8 Transient response at start-up with feedforward control

그림 7에서 고정자 자속의 피이드포워드 제어를 하지 않은 경우에 SS모드에서 DVC모드 전환시 고정자 자속이 갑자기 감소된 후 서서히 기준 자속값으로 접근하며, 토크 역시 급격히 감소됨을 알 수 있다. 이에 반하여 고정자 자속의 피이드포워드 제어를 하였을 경우에는 그림 8과 같이 모드 전환 시에도 고정자 자속이 감소되지 않으며 토크 역시 급격한 감소가 없음을 알 수 있다.

7. 실험 결과

그림 9는 실제 실험을 수행하기 위한 유도전동기 직접벡터제어 시스템의 하드웨어 구성도이다. 33MHz의 클럭 주파수로 동작하는 32 비트 DSP인 TMS320C30으로 직접 벡터제어 유도전동기 구동 시스템을 수행하였으며, 스위칭 소자로 IPM을 사용한 전류제어형 PWM인버터로 2.2KW 용량의 유도전동기를 구동하였다. 고정자 전압 V_{ab} 와 V_{bc} 및 고정자전류 i_a 와 i_b 등 4개의 측정값을 4 채널 12비트 A/D 컨버터를 통하여 DSP로 입력시키고, 벡터제어 루우프 내의 주요 변수를 12비트 D/A컨버터로 출력시켜 그 응답특성을 오실로스코프로 관측한다. 공간전압 벡터에서 3상 PWM 펄스 폭을 계산 시 필요한 직류 링크전압은 12비트 A/D컨버터로 측정하였으며, 6개 PWM펄스를 발생시키기 위하여 EPLD를 사용하였다. 이 시스템의 샘플링 시간은 $200 \mu\text{s}$ 로 하였다.

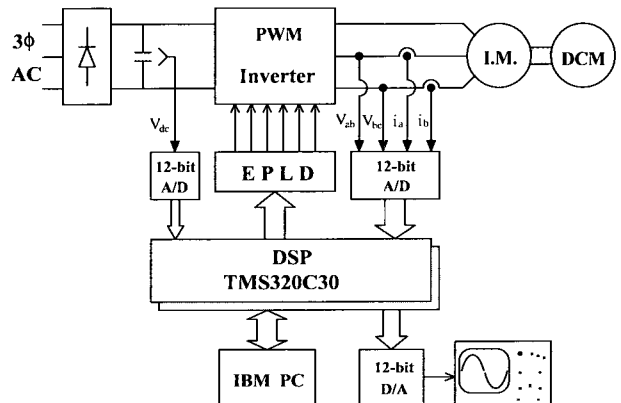
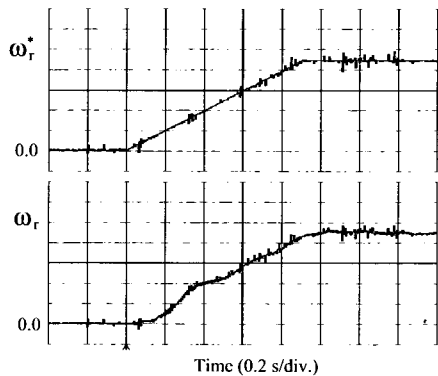
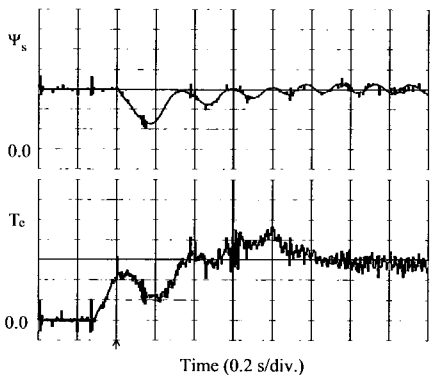


그림 9 시스템의 하드웨어 구성도
Fig. 9 System hardware configuration

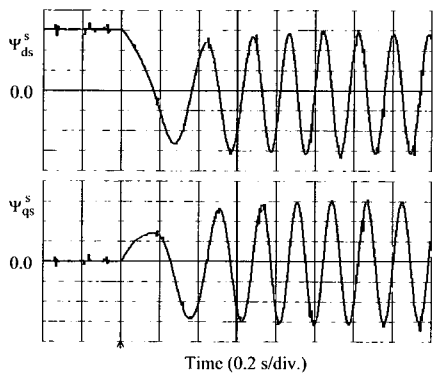
그림 10과 그림 11은 고정자 자속의 피드포워드 제어를 하지 않은 경우와 하였을 경우에 대하여 전동기 기준속도 및 실제 속도, 고정자 자속 및 토크, d축 및 q축 고정자 자속에 대한 기동 특성의 실험결과를 각각 보인 것이다.



(a) 기준속도와 전동기속도 [30 rpm/div.]

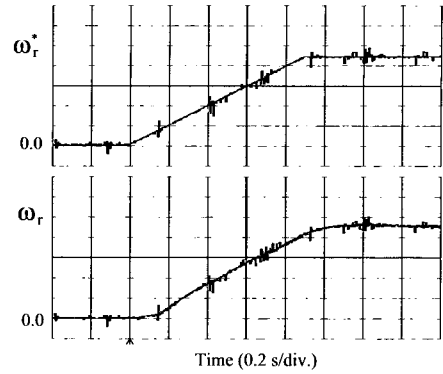


(b) 고정자 자속 [0.11 Wb/div.]과 토크 [0.5 N.m/div.]

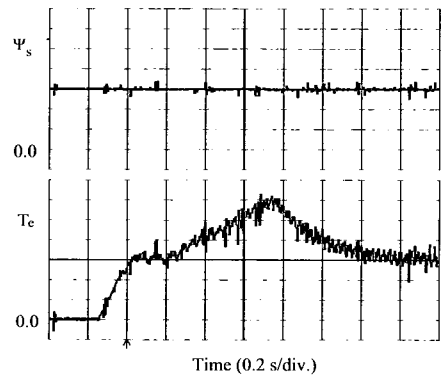


(c) d축 및 q축 고정자 자속 [0.11 Wb/div.]

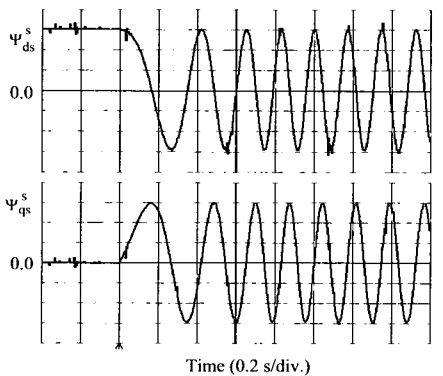
그림 10 피드포워드 제어를 않은 경우 기동 시 과도응답
Fig. 10 Transient response at start-up without feedforward control



(a) 기준속도와 전동기속도 [30 rpm/div.]



(b) 고정자 자속 [0.11 Wb/div.]과 토크 [0.5 N.m/div.]



(c) d축 및 q축 고정자 자속 [0.11 Wb/div.]

그림 11 피드포워드 제어를 하였을 경우 기동 시 과도응답

Fig. 11 Transient response at start-up with feedforward control

시뮬레이션 결과와 같이 SS모드에서 고정자 자속이 증가되어 정격 고정자 자속 값이 되면, 전동기를 기동시키고 전동기의 동기속도가 설정치 ($\omega_{et} = 1\text{rad/s}$)

에 도달하면 동작모드를 SS모드에서 DVC 모드로 전환시킨다.

그림 10에서 보면 SS모드에서 DVC모드 전환시 고정자 자속이 정격자속 값에서 갑자기 감소된 후 서서히 기준 자속값으로 진동하면서 접근하며, 토크 역시 급격히 감소된 후 다시 증가하는 과정에서 토크 충격이 발생된다. 그림 11에서 고정자 자속의 피이드포워드 제어하였을 경우의 실험결과에서 보면 모드 전환시에 고정자 자속이 기준 자속값으로 거의 일정하게 유지하였으며 토크 역시 급격한 감소가 없음을 알 수 있다.

8. 결 론

본 논문에서는 직접 벡터제어 유도전동기 구동 시스템에서 토크 충격없는 기동 기법을 제안하였다. 정지상태에서는 고정자 전류만으로 고정자 자속을 추정하는 정지상태 고정자 자속 계산식을 유도하였다. 다음은 정지상태 즉 SS 모드에서 DVC 모드로 전환 시 토크 충격없이 기동하기 위하여, 프로그램을 3 단계 저역필터에 의한 고정자 자속 시간지연을 보상하는 고정자자속 피이드포워드 제어기법을 제시하였다.

디지털 시뮬레이션 및 32-비트 DSP로 실험을 수행한 결과를 통하여, 전동기가 기동 시 고정자 자속은 일정하게 제어되었으며, 토크 충격없이 부드럽게 기동됨을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] Xingyi Xu, Rik De Doncker, and D.W.Novotny, "A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive", Conf. Rec. of PESC, pp.870 876, 1988.
- [2] Xingyi Xu, and D.W.Novotny, "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.27, No.4, July/Aug. , 1991.
- [3] K.H.Hurst, T.G.Habetler, G.Griva, and F.Profumo, "Zero Speed Tacho Less IM. Torque Control : Simple A Matter of Stator Voltage Integration", Conf. Rec. of IEEE APEC, pp.749 753, 1997.
- [4] M.R.Zolghadri, C.Pelissou, D.Roye, "Start Up of a Global Direct Torque Control System", Conf. Rec. of IEEE PESC, pp.370 374, 1996.
- [5] B.K.Bose, and N.R.Patel, "A Programmable Cascaded Low Pass Filter Based Flux Synthesis for A Stator

Flux Oriented Vector Controlled Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Ind. Electron., pp.140 143, 1997.

- [6] B.K.Bose, *PowerElectronics and AC Drives*, Prentice Hall, 1986

저 자 소 개



전태원(全泰園)

1959년 1월 30일생. 1981년 부산대 전기공학과 졸업(학사). 1983년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1996년 7월~1997년 7월 미국 테네시 주립대학 방문교수. 현재 울산대 전기전자 및 자동화공학부

교수



최명규(崔明圭)

1970년 1월 16일생. 1994년 울산대 전기공학과 졸업(학사). 1996년 울산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년~현재 동 대학원 박사과정.



유우종(劉玆鍾)

1962년 5월 6일생. 1988년 울산대 전기공학과 졸업(학사). 1994년 울산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년~현재 동 대학원 박사과정.