

유도전동기의 직접 벡터제어 시스템에서 기동기법에 관한연구

전태원, 최명규

울산대학교 전기전자 및 자동화공학부

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

Tae-Won Chun, Meong-Kyu Choi

Department of Electrical Engineering The University of Ulsan

Abstract

본 논문은 유도전동기의 직접벡터제어 시스템에서 전동기가 기동 시 토크 충격없이 부드럽게 기동할 수 있는 기동기법을 제시한다.

직접 벡터제어에서 고정자 자속을 계산 시 사용되는 적분기 문제를 해결하기 위하여, 인버터주파수에 따라 시정수를 제어하는 프로그램어블 3-단계 저역필터를 적용한다. 이 3-단계 저역필터는 거의 완벽한 적분기능을 수행할 수 있으나, 이 저역필터는 고정자 자속의 시간지연을 유발하므로 기동 시 전동기 토크의 충격을 발생된다는 문제점이 있다. 따라서, 기동 시 고정자 자속의 시간지연을 보상하는 고정자 자속의 피이드포워드 기법을 제시하여, 전동기 기동 시 토크 충격을 방지한다. 시뮬레이션을 통하여, 이 기동기법의 타당성을 확인한다.

1. 서론

유도전동기의 직접벡터제어 시스템에서 사용되는 고정자 자속 벡터제어 방식은 회전자 자속 간접 벡터제어와 달리 전동기 상수의 변화에 영향을 작게 받으며, 엔코더 등 속도측정장비가 필요없는 센서리스(Sensorless) 제어가 가능하다는 장점 때문에 최근에 주목받기 시작하였다.[1,2] 그러나 이 고정자 자속 벡터제어에서 고정자 자속 계산 시, 사용되는 적분기가 고정자 전압 및 전류의 오차에 상당히 민감하다는 문제점이 있었다.[3]

그런데 이 문제점을 근본적으로 해결하기 위하여 적분기 대신 3개의 저역필터를 직렬로 연결하여, 유도전동기의 동기각속도에 따라 이 저역필터의 차단주파수를 조정함으로써, 적분 기능을 수행할 수 있는 프로그램어블(Programmable) 3-단계 저역필터가 발표되었다.[4] 이 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 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 3개의 저역필터의 시간지연을 보상하여, 자속의 급격한 감소를 저지하고 전동기 토크 충격을 제거하는 고정자 자속 피이드포워드 제어(Feedforward control) 기법을 제시한다.

디지털 시뮬레이션으로 프로그램어블 3-단계 저역필터의 고정자 자속의 시간지연 등 특성을 분석하고, 고정자 자속 피이드포워드 제어가 있는 경우와 없는 경우, 각각 고정자 자속 및 토크의 과도특성을 비교하여, 본 연구에서 제시한 기동기법의 타당성을 확인한다.

2. 유도전동기의 직접 벡터제어 시스템

그림 1은 유도전동기의 직접 벡터제어 시스템에서 3-단계 프로그램어블 저역필터를 사용한 고정자 자속계산 알고리즘을 적용할 시 기동기법에 대한 블록도이다.

정지상태에서는 Blaschke 방정식을 이용하여 고정자 자속을 추정하고, 전동기속도가 증가하면 직접 벡터제어 모드로 전환한다. 그림 2는 BE 모드(정지상

태 모드)와 DVC 모드(직접 벡터제어 모드) 간의 전환 알고리즘을 나타낸다.

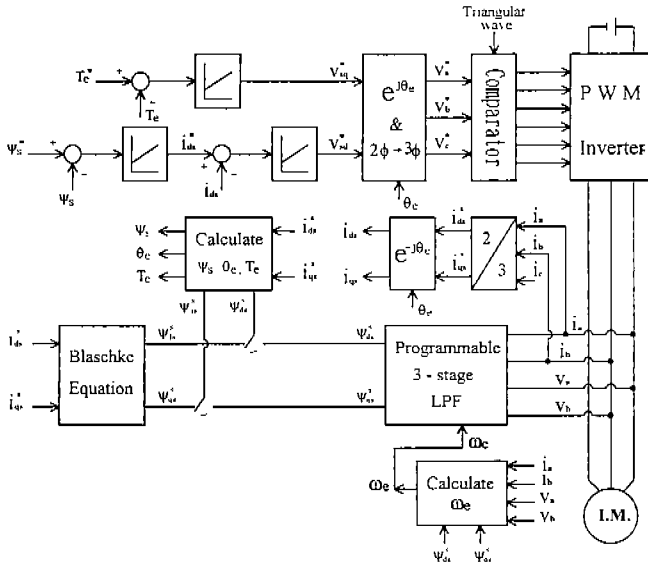


그림 1. 유도전동기의 직접 벡터제어 시스템에서 기동기법에 대한 블록도

동기속도 ω_e 가 증가하기 시작하여 동기속도가 설정치 ω_{et} 에 도달하였을 때, 직접 벡터제어 모드로 운전을 전환시킨다. 또한 DVC 모드에서 전동기가 정지상태로 접근하여 동기속도가 설정치 ω_{et} 보다 작아질 경우, 운전을 BE 모드로 다시 전환시킨다.

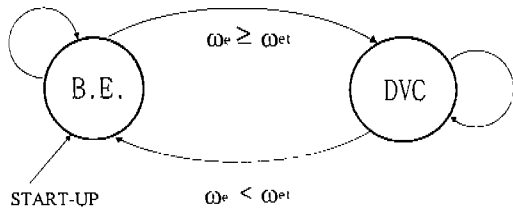


그림 2. BE 모드와 DVC 모드 전환제어 알고리즘

3. Blaschke 방정식에 의한 기동기법

유도전동기를 전류모델로 등가시키고, 이 전류모델로부터 Blaschke 방정식을 유도하여 정지상태에서 고정자 자속을 추정한다.[5]

2상 고정좌표계에서 회전자 전압방정식은 아래와 같이 나타낸다.

$$0 = R_r i_{dr}^s + P \Psi_{dr}^s + \omega_r \Psi_{qr}^s \quad (1)$$

$$0 = R_r i_{qr}^s + P \Psi_{qr}^s + \omega_r \Psi_{dr}^s \quad (2)$$

여기서 P 미분인자이며, 고정자 및 회전자 쇄교자속은 아래와 같다.

$$\Psi_{ds}^s = L_s i_{ds}^s + L_m i_{dr}^s \quad (3)$$

$$\Psi_{qs}^s = L_s i_{qs}^s + L_m i_{qr}^s \quad (4)$$

$$\Psi_{dr}^s = L_r i_{dr}^s + L_m i_{ds}^s \quad (5)$$

$$\Psi_{qr}^s = L_r i_{qr}^s + L_m i_{qs}^s \quad (6)$$

식 (1)과 (2)에 식 (5)와 (6)을 각각 대입하여 i_{dr}^s 과 i_{qr}^s 로 치환하면, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{d\Psi_{dr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^s - \omega_r \Psi_{qr}^s - \frac{1}{T_r} \Psi_{dr}^s \quad (7)$$

$$\frac{d\Psi_{qr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs}^s + \omega_r \Psi_{dr}^s - \frac{1}{T_r} \Psi_{qr}^s \quad (8)$$

여기서, $T_r = R_r / L_r$ 은 회전자 시정수이다.

식 (7)과 (8)에서 직접 벡터제어를 위하여 $\omega_r = 0$ 으로 하고, 고정자 자속 방정식으로 유도하면 다음과 같은 Blaschke 방정식을 얻을 수 있다.

$$\frac{d\Psi_{ds}^s}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Psi_{ds}^s + A \frac{di_{ds}^s}{dt} + B i_{ds}^s \quad (9)$$

$$\frac{d\Psi_{qs}^s}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Psi_{qs}^s + A \frac{di_{qs}^s}{dt} + B i_{qs}^s \quad (10)$$

여기서, $A = L_s + \frac{L_m L_{lr}}{L_r}$ 이고, $B = L_s \frac{R_r}{L_r}$ 이다.

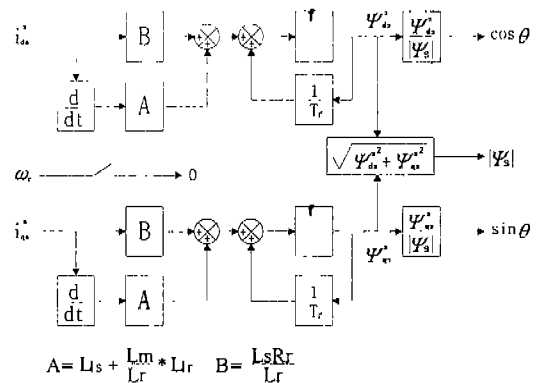


그림 3. 정지상태에서 Blaschke 방정식을 이용한 고정자 자속추정 블록도

전동기가 정지상태에서 Blaschke 방정식으로 d축 및 q축 전류로 고정자 자속을 추정할 수 있다. 그림 3은 정지상태에서 Blaschke 방정식을 이용한 고정자

자속을 추정하기 위한 블록도이다.

4. 프로그램어블 3-단계 저역필터

프로그램어블 3-단계 저역필터를 사용하며, [4] 그림 4는 이 저역필터의 블록도이다.

이 저역필터가 정현파신호의 적분을 수행하므로 출력은 $1/\omega_e$ 만큼 감소되고 위상은 $+90^\circ$ 뒤진다. 여기서 하드웨어 저역필터 이득 G_h 와 위상 Φ_h 는 동기 속도 ω_e 의 함수로 표현된다.

$$G_h = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_e \tau_1)^2}} \quad (11)$$

$$\Phi_h = \tan^{-1}(\tau_h \omega_e) \quad (12)$$

여기서 τ_h 는 하드웨어 저역필터의 시정수이다.

이 하드웨어 저역필터의 위상 지연까지 고려하여 3-단계 저역필터에서 각 단계별 저역필터의 위상은 $\Phi_d = \frac{1}{3}(\frac{\pi}{2} - \Phi_h)$ 가 된다. 따라서, Φ_d 는 아래식과 같이 유도되며,

$$\Phi_d = -\Phi_h - 3 \tan^{-1}(\tau \omega_e) \quad (13)$$

이며 각 프로그램어블 저역필터의 시정수 τ 는 다음식과 같다.

$$\tau = \frac{1}{\omega_e} \tan \left[\frac{1}{3} \left\{ \frac{\pi}{2} - \phi_h \right\} \right] = f(\omega_e) \quad (14)$$

그림 4의 프로그램어블 3-단계 저역필터에서, 각 저역필터의 출력은 위상 Φ_d 만큼 지연되고 각 저역필터의 입력에 대해서 $1/\sqrt{[1 + (\tau \omega_e)^2]}$ 만큼 감소한다. 하드웨어 저역필터까지 포함하여 전체 시스템의 이득 G_T 는 다음과 같다.

$$G_T = \frac{1}{\sqrt{[1 + (\tau_h \omega_e)^2][1 + (\tau \omega_e)^2]^3}} \quad (15)$$

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

$$G_S = \frac{1}{\omega_e} \sqrt{[1 + (\tau_h \omega_e)^2][1 + (\tau \omega_e)^2]^3} = g(\omega_e) \quad (16)$$

저역필터 시정수 τ 와 보상이득 G_S 는 ω_e 의 함수이고, ω_e 는 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\omega_e = \frac{E_{qs}^s \Psi_{ds}^s - E_{ds}^s \Psi_{qs}^s}{\Psi_s^2} \quad (17)$$

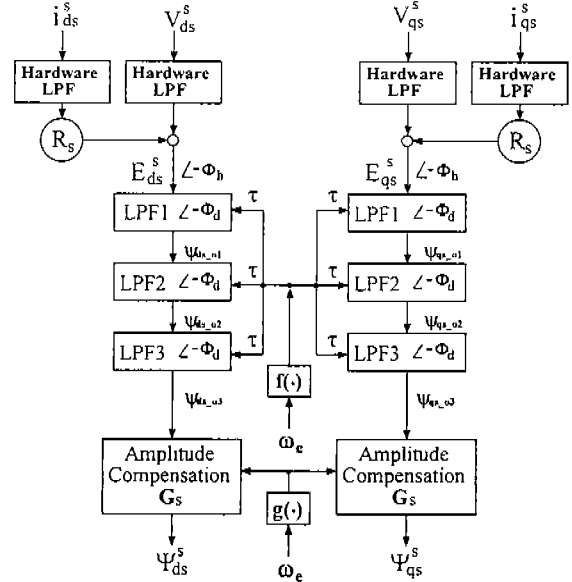


그림 4. 프로그램어블 3-단계 저역필터 블록도

5. 고정자 자속의 피이드포워드 제어

프로그램어블 3-단계 저역필터는 하드웨어 필터에 의한 위상 지연과 이득 감소를 보상하여, 어떠한 주파수에서도 이상적인 적분기능을 갖는다. 그러나, 프로그램어블 3-단계 저역필터는 낮은 주파수에서 특히 기동상태에서 고정자 자속의 시간지연 때문에 고정자 자속이 감소되고, 따라서 전동기 토크 역시 급격히 감소한다.

본 논문에서 고정자 자속의 피이드포워드 제어는 고정자 자속의 시간지연에 대한 보상을 제안하며 DVC 모드에 대한 전환시 토크 충격을 방지한다. 만약 기준 고정자 자속과 실제 자속 사이에 차이가 한계치(ϵ)보다 더 크다면, 3-단계 저역필터의 초기치를 조절하여 고정자 자속을 기준 고정자 자속으로 제어한다. 고정자 자속의 피이드포워드 제어에서 그림 4의 저역필터의 세 개의 초기치는 기준 고정자 자속 Ψ_s^* 으로부터 역으로 계산된다.

우선, d-축과 q-축 고정자 자속은 다음과 같이 기술된다.

$$\Psi_{ds}^s = \Psi_s^* \cos \theta_e \quad (18)$$

$$\Psi_{qs}^s = \Psi_s^* \sin \theta_e \quad (19)$$

고정자 자속의 피이드포워드 제어에 대해, 저역필터의 출력은 d-축과 q-축 고정자 자속으로부터 역으로 유도되고, 따라서 저역필터의 입력은 저역필터의 출력으로부터 얻어진다. 보정 이득 G_s 에 의해 나누어지는 고정자 자속은 LPF3의 출력이 되고, LPF2의 출력은 LPF3의 출력에 $\sqrt{[1+(\tau\omega_e)]}$ 을 곱해서 위상 Φ_d 을 유도하고, 또한 LPF1의 출력은 LPF3의 출력에 $\sqrt{[1+(\tau\omega_e)]^2}$ 을 곱해서 위상 $2\Phi_d$ 을 유도한다. 저역필터의 세 개의 출력은 피이드포워드 제어에서 각 저역필터의 초기치에 할당되고, 그림 5와 6은 Ψ_{ds}^s , Ψ_{qs}^s 및 3-단계 저역필터 각각의 초기치에 대한 파형을 보여준다.

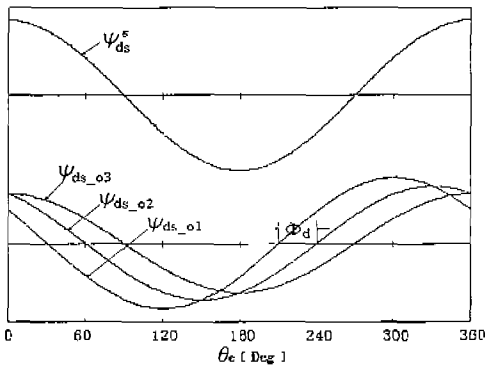


그림 5. Ψ_{ds}^e 와 저역필터의 초기치 파형

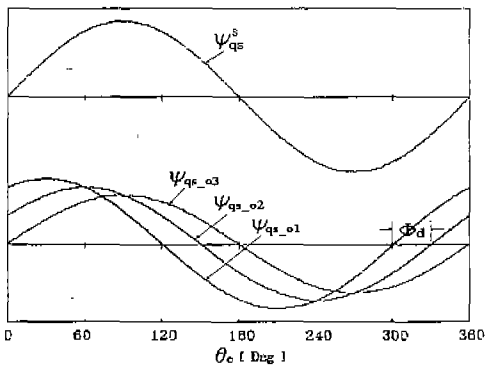


그림 6. Ψ_{qs}^e 와 저역필터의 초기치 파형

d-축 고정자 자속 저역필터의 각 초기치는 각각 유도할 수 있다.

$$\Psi_{ds.o3} = \frac{\Psi_{ds}^s}{G_s} = \frac{\Psi_s^*}{G_s} \cos \theta_e \quad (20)$$

$$\Psi_{ds.o2} = \frac{\Psi_s^*}{G_s} \sqrt{[1+(\tau\omega_e)]^2} \cos(\theta_e + \Phi_d) \quad (21)$$

$$\Psi_{ds.o1} = \frac{\Psi_s^*}{G_s} \sqrt{[1+(\tau\omega_e)]^2} \cos(\theta_e + 2\Phi_d) \quad (22)$$

q-축 고정자 자속 저역필터의 각 초기치는 각각 유도할 수 있다.

$$\Psi_{qs.o3} = \frac{\Psi_{qs}^s}{G_s} = \frac{\Psi_s^*}{G_s} \sin \theta_e \quad (23)$$

$$\Psi_{qs.o2} = \frac{\Psi_s^*}{G_s} \sqrt{[1+(\tau\omega_e)]^2} \sin(\theta_e + \Phi_d) \quad (24)$$

$$\Psi_{qs.o1} = \frac{\Psi_s^*}{G_s} \sqrt{[1+(\tau\omega_e)]^2} \sin(\theta_e + 2\Phi_d) \quad (25)$$

6. 시뮬레이션 결과

디지털 시뮬레이션은 고정자 자속의 피이드포워드 제어의 성능을 증명하기 위해서 수행되었다. 그림 7과 8은 각각 고정자 자속의 피이드포워드 제어를 하지 않은 경우와 한 경우에 대한 기동 시 응답 특성을 보인 것이다.

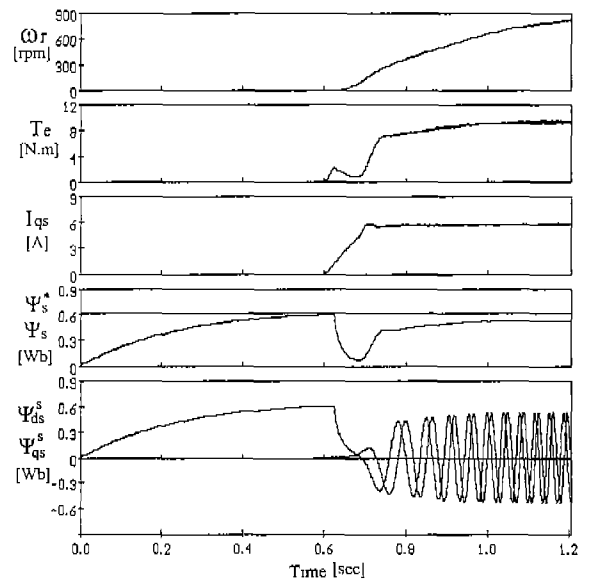


그림 7. 피이드포워드 제어를 하지 않은 경우 기동 시 응답 특성

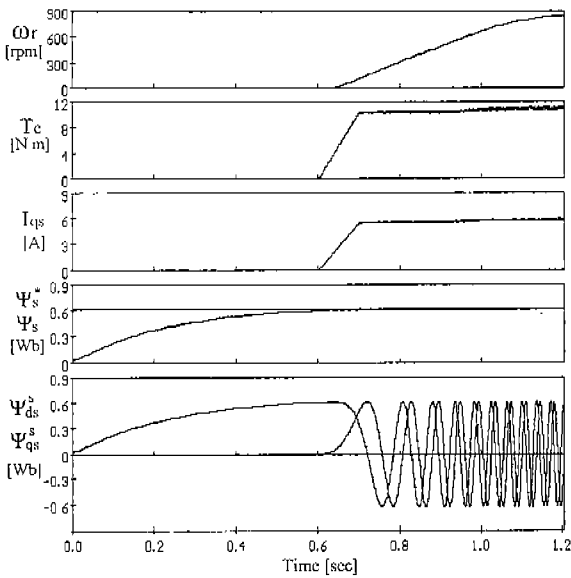


그림 8. 피드포워드 제어를 한 경우 기동 시 응답 특성

BE 모드에서는 전동기 정지상태에서 고정자 자속을 정격 고정자 자속까지 올린다. 고정자 자속이 정격 자속에 도달했을 때, 토크 명령(T_c^*)을 인가한다. 동기속도가 설정치($\omega_{ct} = 1\text{rad/s}$)에 도달하면, 운전 모드는 DVC 모드로 전환시킨다.

그림 7에서 보면, DVC 모드로 전환하는 순간에 고정자 자속은 고정자 자속의 시간지연 때문에 급격히 감소하고, 정격 자속으로 서서히 증가한다. 고정자 자속이 급격히 감소하여 토크 충격이 발생된다. 그림 8에서 보면, 고정자 자속은 피드포워드 제어에 의해서 일정하게 제어되고, DVC 모드로 전환 시에는 토크 충격이 거의 없음을 알 수 있다.

7. 결론

본 논문에서는 직접 벡터제어 유도전동기 구동 시스템에서 새로운 기동 기법을 제안하였다. 정지상태에서는 단지 고정자 전류로 고정자 자속을 추정하는 Blaschke 방정식을 이용하여 고정자 자속을 계산하였으며, 직접 벡터제어에서는 고정자 자속을 추정하기 위해서 프로그램어블 3-단계 저역필터를 사용하여 적분기능을 수행하였다. 기동 시 모드 전환에 의한 고정자 자속의 시간지연에 의해 발생하는 토크 충격을 방지하기 위하여 고정자 자속의 피드포워드 제어를 제안하였다.

시뮬레이션을 통하여, 유도전동기가 토크 충격없이 부드럽게 기동 되는 것을 증명하였다.

본 시스템의 실험결과는 최종 논문에서 발표될 것이다.

참고문헌

- [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 I.M. Torque Control : Simple A Matter of Stator Voltage Integration", Conf. Rec. of IEEE-APEC, pp.749-753, 1997.
- [4] 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. pp.140-143, 1997.
- [5] B.K.Bose, *PowerElectronics and AC Drives*, Prentice Hall, 1986