

프로그램어블 고역필터를 사용한 직접 벡터제어 유도전동기 구동시스템의 고정자 자속 계산

論 文
49B-1-8

A Programmable High-Pass Filter Based Stator Flux Estimation for a Direct Vector Controlled Induction Motor Drive System

全 泰 園* · 崔 明 圭**
(Tae-Won Chun · Meong-Kyu Choi)

Abstract - The novel integration method with programmable high-pass filter is suggested in order to solve the problem of integration for stator flux estimation in a stator flux oriented direct vector controlled induction motor drive system. The dc offset in a pure integrator is eliminated using high-pass filter with fixed time constant, and then time constant of programmable high-pass filter is controlled with a inverter frequency for integration in a wide frequency range, considering phase lag and attenuation due to both the hardware low-pass filter and high-pass filter. The proposed method is verified with the experimental results implemented by 32-bit DSP.

Key Words : Programmable High-Pass Filter, Stator Flux Estimation, Integration

1. 서 론

컨테이너 크레인 및 로보터 구동장치, CNC 주축 구동용 등 빠른 토크 및 속도제어가 필요한 분야에서는 속도 및 토크의 과도 응답 특성이 우수한 벡터제어 유도전동기를 사용하여 왔으며, 벡터제어 중 회전자 자속 벡터 제어 방식이 가장 많이 사용되고 있다. 그런데 이 회전자 자속 벡터제어 방식은 온도에 대한 회전자 저항의 변화에 상당한 영향을 받으며, 이 회전자 저항의 측정 및 온도에 따라 변화되는 저항값의 보상 등이 상당히 힘들다는 문제점이 있다. 이에 반하여 고정자 자속 직접 벡터제어는 전동기 상수 중 고정자 저항의 변화에 영향이 있지만, 회전자 자속 벡터제어보다는 이 고정자 저항의 변화에 덜 민감하며, 이 고정자 저항은 회전자 저항 보다 쉽게 측정 및 보상할 수 있다. 또한 엔코더 등 속도 측정장치가 필요 없는 센서리스(Sensorless)제어가 가능하다는 장점 때문에 최근에 많이 주목받기 시작하였다[1].

그러나 이 직접 벡터제어에서의 문제점은 아래 식과 같이 고정자 전압 및 전류 값으로 고정자 자속을 계산 시 사용되는 적분기의 구현이다.

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

이 적분을 위한 가장 일반적인 방식은 순수 적분기(Pure integrator)를 사용하는 것이다. 그런데 이 순수 적분기는 입력 신호인 고정자 전압 및 전류의 오차, 직류 드리프트 등의 값이 계속 축적되어 발생되는 등 심각한 문제가 발생되며, 특

히 낮은 주파수에서는 이 오차에 의한 영향이 더 증가된다.

따라서 이 적분기 문제를 해결하기 위하여 전동기 동작 전에 입력 전압 및 전류의 직류 오차를 측정하여, 전동기가 운전 중 입력된 전압 및 전류 값에 이 오차를 보상하는 방식을 제시한 논문이 발표되었으나[2], 이 직류오차를 정확하게 측정할 수 없으며 또한 전동기가 운전 중 이 직류오차가 변할 수 있다는 문제점이 있다. 또 다른 논문에서는 순수 적분기 대신 1차 저역필터를 사용하며, 인버터의 주파수에 따라 이 저역필터의 이득 또는 차단주파수를 조정하는 방식들을 제시하였다[3-5]. 그런데 이 방식들은 순수 적분기에 비하여 직류 오차가 축적되는 속도를 감소시키는 효과만 있으므로 완벽한 적분 기능을 하기에는 부족하였다.

본 논문에서는 고정자 자속 계산 시 사용되는 적분기 문제를 해결하기 위하여, 고역필터를 사용하여 순수적분기의 직류 오차를 제거하고, 여기에 어떤 주파수에도 적분 특성을 낼 수 있도록 동기 각속도에 따라 시정수를 제어하는 프로그램어블 고역필터를 사용하는 적분기법을 제시한다. 32 비트 DSP를 사용하여 실험을 수행하고, 이 실험결과를 통하여 본 논문에서 제시한 기법에 대한 타당성을 확인한다.

2. 프로그램어블 고역필터를 사용한 고정자 자속 계산 알고리즘

프로그램어블 고역필터를 사용한 고정자 자속 계산 알고리즘을 제시한다. 먼저 순수 적분기의 출력단에 1차 고역필터를 연결하여 순수 적분기 출력에 포함된 직류오차 성분을 제거한다. 여기서 이 고역필터에 의하여 발생되는 크기 감소 및 위상오차와 함께 하드웨어 저역필터에 의한 크기 감소 및 위상지연까지 보상하여, 어떤 주파수에도 완전한 적분기능을 수행할 수 있도록 동기 각속도에 따라 시정수를 변화시키는 프로그램어블 고역필터를 사용하여 고정자 자속을 계산한다.

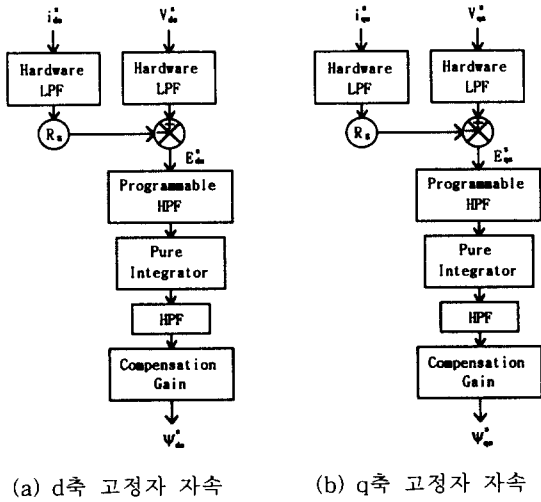
*正 會 員 : 蔚山大 電氣電子 및 自動化工學部 教授 · 工博

**正 會 員 : 蔚山大 電氣工學科 博士課程 修了

接受日字 : 1999年 4月 27日

最終完了 : 1999年 11月 3日

그림 1은 d축 및 q축 고정자 자속 계산 알고리즘의 블록도이다.



(a) d축 고정자 자속 (b) q축 고정자 자속

그림 1 고정자 자속 계산 블록도
Fig. 1 Block diagram of stator flux calculation

그림 1에서 고정좌표계 d, q축 고정자 전압 및 전류는 이 전압 및 전류의 리플 성분을 감소시키기 위한 하드웨어 저역필터를 거친 후, d축 및 q축의 역기전력 성분 E_{ds}^s , E_{qs}^s 을 계산한다. 동기각속도에 따라 시정수를 조정하는 프로그래머블 고역필터, 역기전력의 적분을 위한 순수 적분기, 순수 적분기의 직류오차 성분을 제거하기 위한 고역필터 및 전체 적분시스템의 이득이 $1/\omega_e$ 되도록 보상하기 위한 보상이득 G_s 를 거쳐 d축 및 q축의 고정자 자속값을 계산한다.

각 부분에 대한 식은 다음과 같다. 먼저 하드웨어 1차 저역필터의 시정수가 τ_{hw} 일 경우, 입력에 대한 출력 크기의 비즉 이득 G_{hw} 및 위상각 ϕ_{hw} 은 다음 식과 같이 표현된다.

$$G_{hw} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_e \tau_{hw})^2}} \quad (2)$$

$$-\phi_{hw} = -\tan^{-1}(\omega_e \tau_{hw}) \quad (3)$$

여기서 ω_e 는 유도전동기의 동기각속도이다.

프로그래머블 고역필터의 시정수가 τ_{php} 일 경우, 이득 G_{php} 및 위상각 ϕ_{php} 는 다음 식과 같이 표현된다.

$$G_{php} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_e \tau_{php}}\right)^2}} \quad (4)$$

$$\phi_{php} = \tan^{-1}\left(\frac{1}{\omega_e \tau_{php}}\right) \quad (5)$$

그리고 순수적분기의 이득은 $1/\omega_e$ 이고, 위상각은 $-\pi/2$ 이다.

마지막으로 고역필터의 시정수가 τ_{hp} 일 경우, 이득 G_{hp} 및 위상각 ϕ_{hp} 는 다음 식과 같다.

$$G_{hp} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_e \tau_{hp}}\right)^2}} \quad (6)$$

$$\phi_{hp} = \tan^{-1}\left(\frac{1}{\omega_e \tau_{hp}}\right) \quad (7)$$

따라서 전체 시스템의 위상각 ϕ_T 와 보상이득 G_s 를 포함한 전체 시스템의 이득 G_T 는 다음 식과 같이 각각 유도된다.

$$\phi_T = -\phi_{hw} + \phi_{php} - \frac{\pi}{2} + \phi_{hp} \quad (8)$$

$$G_T = G_{hw} \cdot G_{php} \cdot \frac{1}{\omega_e} \cdot G_{hp} \cdot G_s \quad (9)$$

위의 시스템에서 적분기능을 수행하기 위하여, G_T 는 $1/\omega_e$, ϕ_T 은 $-\pi/2$ 되어야 한다. 여기서 하드웨어 저역필터의 시정수 τ_{hw} 와 고역필터 시정수 τ_{hp} 는 정해진 값이므로, 동기각속도에 따라 프로그래머블 고역필터의 시정수 τ_{php} 를 조정하여 전체 위상각 $\phi_T = -\pi/2$ 되도록 제어한다.

따라서 식(8)에서 $\phi_T = -\pi/2$ 를 대입하고 정리하면 다음 식이 유도된다.

$$\phi_{php} = \phi_{hw} - \phi_{hp} \quad (10)$$

여기서 1차 프로그래머블 고역필터의 위상값 ϕ_{php} 는 반드시 0에서 $\pi/2$ 사이에 존재하여야 한다.

식(10)에서 ϕ_{hw} 가 ϕ_{hp} 보다 클 경우에는 ϕ_{php} 값이 양이 되므로, 식(5)를 식(10)에 대입하면 프로그래머블 고역필터의 시정수 τ_{php} 는 다음과 같이 유도된다.

$$\tau_{php} = \frac{1}{\omega_e} \times \frac{1}{\tan(\phi_{hw} - \phi_{hp})} \quad (11)$$

다음은 ϕ_{hw} 가 ϕ_{hp} 보다 작을 경우에는 ϕ_{php} 이 음의 값이 되므로, 양의 값을 만들기 위하여 식(10)의 ϕ_{php} 에 $\pi/2$ 를 더하여 다음 식과 같이 시정수 τ_{php} 를 유도한다.

$$\tau_{php} = \frac{1}{\omega_e} \times \frac{1}{\tan(\phi_{hw} - \phi_{hp} + \frac{\pi}{2})} \quad (12)$$

이 시정수로 계산된 d축 및 q축 고정자 자속값은 실제 고정자 자속과 비교하여 90° 위상이 앞서므로, 이 시정수로 계산한 고정자 자속과 실제 고정자 자속과의 관계식은 다음과 같다.

$$\psi_{ds}^s = \psi_{qs}^{s'} \quad (13)$$

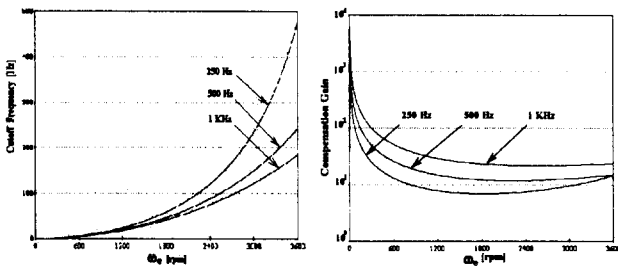
$$\psi_{qs}^s = -\psi_{ds}^{s'} \quad (14)$$

여기서 $\psi_{ds}^{s'}$, $\psi_{qs}^{s'}$ 는 식(12)의 시정수로 계산한 d축 및 q축 고정자 자속이며, ψ_{ds}^s , ψ_{qs}^s 는 실제 d축 및 q축 고정자 자속이다.

한편 식(9)에서 $G_T=1/\omega_e$ 를 대입하면, 보상이득 G_s 식은 다음과 같이 유도된다.

$$G_s = \frac{1}{G_{hw} \cdot G_{php} \cdot G_{hp}} \quad (15)$$

위의 식에서 유도된 프로그램어블 고역필터의 시정수 τ_{php} 와 보상이득 G_s 모두 유도전동기의 동기각속도 ω_e 의 함수이다. 그림 2는 하드웨어 저역필터의 시정수 $\tau_{hw}=0.0016$ 이고, 고역필터의 차단주파수가 250Hz, 500Hz, 1KHz 일 경우 각각 동기각속도에 대한 프로그램어블 고역필터의 차단주파수 및 보상계수 G_s 의 변화를 그린 것이다.



(a) 차단주파수의 변화 (b) 보상이득의 변화

그림 2 동기각속도에 대한 차단주파수 및 보상이득의 변화
Fig. 2 Cut-off frequency and compensation gain for synchronous frequency

3. 시스템 구성

그림 3은 고정자 자속 계산 알고리즘을 포함한 직접 벡터 제어 유도전동기 구동 시스템의 구성도이다.

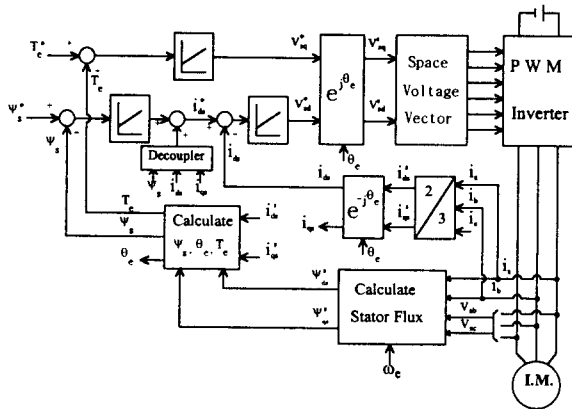


그림 3 직접 벡터 제어 유도전동기 구동 시스템
Fig. 3 Direct vector controlled induction motor drive system

고정자 자속 제어기 및 d축 전류제어기와 토크제어기 등 3개의 제어기 모두 PI 제어기를 사용하고, d축 자속과 q축 전류 사이에 결합이 존재하므로 이 두 성분을 비간섭시키기 위

하여 Decoupler를 자속제어기 출력단에 연결한다.[1] 한편 전류제어를 위하여 공간전압 벡터 방식을 사용한다. 본 논문에서 제시한 프로그램어블 고역필터를 사용하는 적분방식으로 d축 및 q축 고정자 자속을 계산하고, 이 고정자 자속 값과 d축 및 q축 전동기 전류 값으로 고정자자속의 크기 ψ_s , 동기각속도 ω_e 및 동기위상각 θ_e , 토크 T_e 등을 다음 식을 사용하여 구한다.[2]

$$\psi_s = \sqrt{(\psi_{ds}^s)^2 + (\psi_{qs}^s)^2} \quad (16)$$

$$\cos \theta_e = \frac{\psi_{ds}^s}{\psi_s} \quad (17)$$

$$\sin \theta_e = \frac{\psi_{qs}^s}{\psi_s} \quad (18)$$

$$\omega_e = \frac{(V_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) \psi_{ds}^s - (V_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) \psi_{qs}^s}{\psi_s} \quad (19)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\psi_{ds}^{s'} i_{qs}^s - \psi_{qs}^{s'} i_{ds}^s) \quad (20)$$

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

4.1 시뮬레이션 결과

그림 4는 기준토크를 2 N.m에서 4 N.m로 증가시켰을 때 시뮬레이션 결과로 기준토크 및 전동기 토크, d축 및 q축 역기전력, d축 및 q축 고정자 자속, 기준 고정자 자속 및 실제 고정자 자속, 고정자 자속으로 계산된 동기각속도 파형을 보인 것이다.

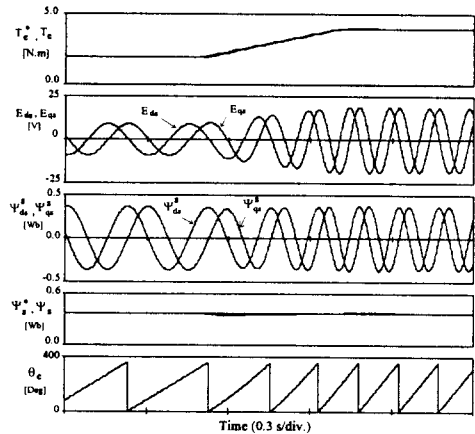


그림 4 기준토크 증가 시 시뮬레이션 결과
Fig. 4 Simulation results for reference torque increase

4.2 실험결과

본 논문에서 제시한 적분방식에 대한 타당성을 확인하기 위하여 실험을 수행한다. 그림 5는 실험을 수행하기 위한 하드웨어 구성도이다.

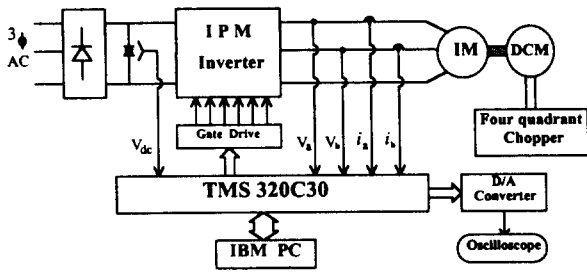


그림 5 시스템 하드웨어 구성도
Fig. 5 System hardware configuration

2.2kw 용량의 유도전동기를 사용하며 이 유도전동기의 사양은 표 1과 같다. 이 유도전동기를 구동하기 위한 PWM 인버터의 스위칭 소자로 7개의 IGBT와 구동회로가 모듈화된 IPM (Intelligent Power Modules)을 사용하였다.

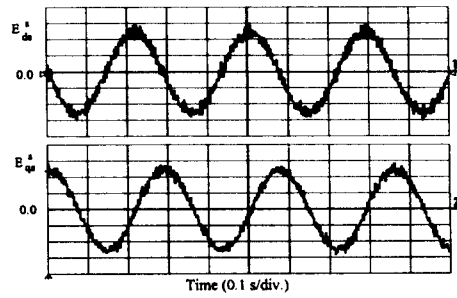
표 1 유도전동기 사양

Table 1 Specifications of induction motor

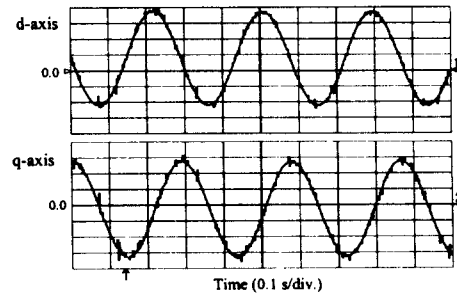
고정자 저항, R_s	0.606 [Ω]
회전자 저항, R_r	0.646 [Ω]
고정자 자기인덕턴스, L_s	83.9 [mH]
회전자 자기인덕턴스, L_r	85.3 [mH]
상호 인덕턴스, L_o	81.4 [mH]
관성모멘트, J	0.037 [$\text{kg}\cdot\text{m}^2$]
마찰계수, B	0.0003 [$\text{kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}$]

33.3 MHz의 클럭 주파수를 가져 고속 및 고정도의 연산이 가능한 32비트 DSP TMS320C30으로 직접벡터제어 루우프를 수행하며, 매 샘플링시간 100 μsec 마다 제어루우프를 수행하였다.[6] 2상 전동기 전류 및 전압과 직류 링크 전압 값은 12비트 A/D컨버터를 통하여 DSP에 입력되며, 공간전압 벡터 방식으로 3상 PWM펄스를 만들기 위하여 EPLD를 사용하였다. 한편 이 유도전동기의 토크제어를 위한 전동기의 부하로 4상한 초퍼로 구동되는 직류전동기를 사용하였다. DSP의 내부 주요 변수 값들은 12비트 D/A컨버터를 통하여 오실로스코프로 출력시킨다.

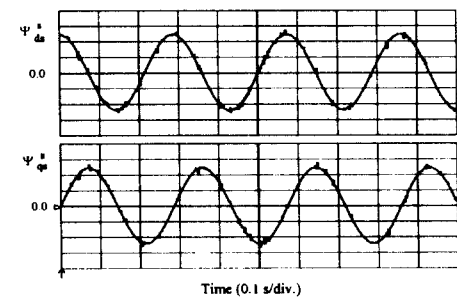
그림 6은 고정자 자속 계산에서 하드웨어 저역필터의 시정수 $\tau_{hw}=0.0016$, 고역필터의 시정수 $\tau_{hp}=0.00032$ (차단주파수 = 500 Hz)로 정하고, 전동기 동기각속도 ω_e 가 약 100 rpm으로 동작하고 있을 때 실험결과를 보인 것이다. 그림 5의 (a)는 d축 역기전력 E_{ds}^s 및 q축 역기전력 E_{qs}^s 의 파형이며, 그림 (b)는 d축 및 q축의 순수적분기 출력파형을 보인 것으로, 입력 전압 및 전류값에 있는 직류 오차값이 축적되어 양의 값 및 음의 값의 직류성분을 가지고 있다. 그림 (c)는 d축 및 q축의 고정자 자속파형이다. 이 고정자 자속의 파형을 보면 직류성분이 모두 제거된 정현파 모양을 가지고 있으며, d축과 q축 고정자 자속 파형이 정확하게 90° 위상차가 있음을 알 수 있다. 그림 (d)는 기준 고정자자속과 실제 고정자 자속의 파형이며, 고정자 자속이 기준 값을 잘 추종함을 볼 수 있다.



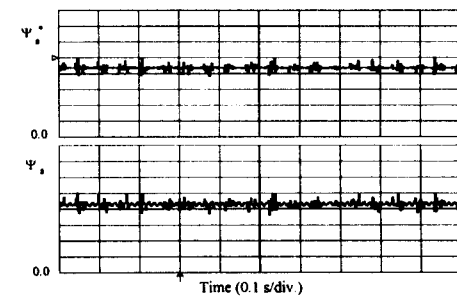
(a) 역기전력 (4.5V/div)



(b) 순수적분기 출력 (0.16 Weber/div)



(c) d축 및 q축 고정자 자속 (0.17 Weber/div)

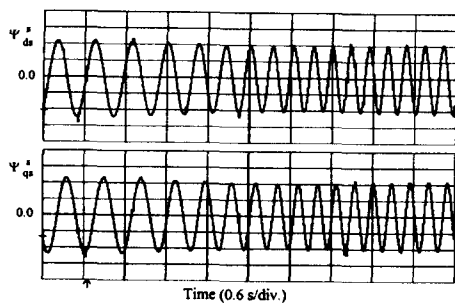


(d) 기준 및 실제 고정자자속 (0.17 Weber/div)

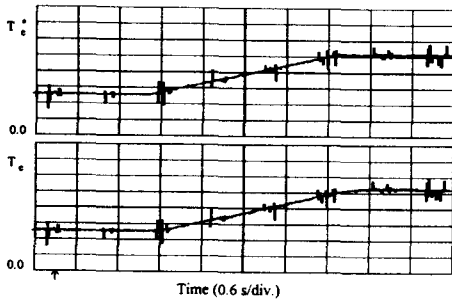
그림 6 프로그램어블 고역필터의 적분특성

Fig. 6 Integration performance for programmable high-pass filter

그림 7은 전동기 기준토크를 1 N.m에서 2 N.m로 증가시켰을 때 (전동기 속도는 약 50rpm에서 100rpm으로 증가) (a)는 d축 및 q축 고정자 자속파형 (b)는 기준 토크 및 전동기 토크의 파형을 보인 것이며, 그림 8은 전동기 기준토크를 2 N.m에서

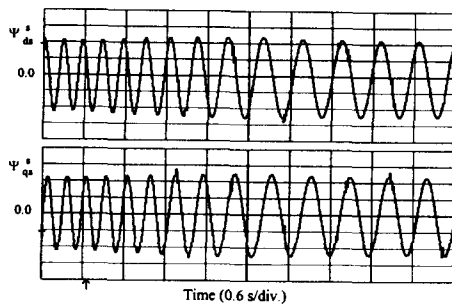


(a) d축 및 q축 고정자 자속 (0.17 Weber/div)

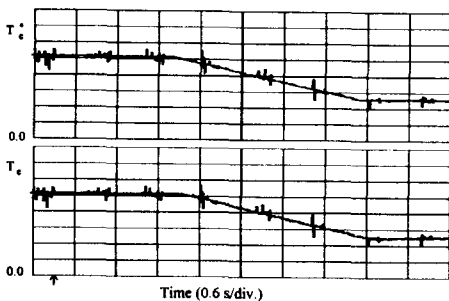


(b) 기준 토크 및 전동기 토크 (0.4 N.m/div)

그림 7 토크 증가 시 과도 특성
Fig. 7 Transient performance for torque increase



(a) d축 및 q축 고정자 자속 (0.17 Weber/div)



(b) 기준 토크 및 전동기 토크 (0.4 N.m/div)

그림 8 토크 감소 시 과도 특성
Fig. 8 Transient performance for torque decrease

1 N.m로 감소시켰을 때 (전동기 속도는 약 100rpm에서 50rpm으로 감소) 같은 파형을 보인 것이다. 전동기 토크는 기준 토크에 잘 추종하였으며, 고정자 자속은 과도상태에서는 크기가 약간 감소 또는 증가되었으나 바로 정상치로 복귀됨을 알 수 있다.

그림 9는 기동 시 d축 및 q축 고정자 자속 파형이며, 그림 10은 토크를 2 N.m에서 -2 N.m로 변화시켰을 때 기준토크와 전동기 토크 파형이다.

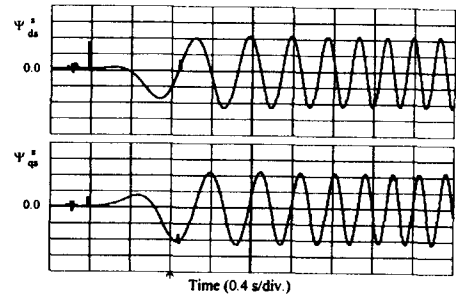


그림 9 기동 시 고정자자속 (0.17 Weber/div)
Fig. 9 Stator flux at start-up (0.17 Weber/div)

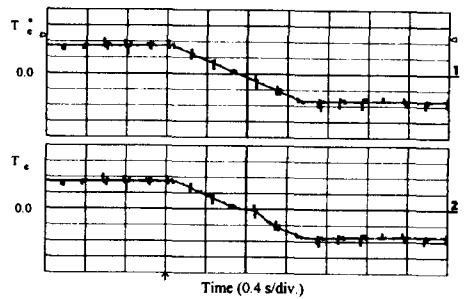


그림 10 역회전 시 응답 특성 (1.14 N.m/div)
Fig. 10 Transient performance for reverse rotation (1.14 N.m/div)

5. 결론

본 논문은 직접 벡터제어 유도전동기 구동 시스템에서 고정자 자속을 계산 시 사용되는 적분기 문제를 해결하기 위하여 프로그래머블 고역필터를 사용한 적분방식을 제시하였다. 즉 고역필터로 순수 적분기의 직류성분을 제거하고, 다음은 동기전동기에 따라 프로그래머블 고역필터의 시정수를 제어하여 하드웨어 저역필터 및 고역필터 등에 의한 위상 지연 및 크기 감소를 보상하면서 어떤 동작 주파수에도 정확한 적분기능을 낼 수 있도록 하였다. 32비트 DSP를 사용한 실험을 수행한 결과, 순수적분기에 존재하는 직류 오차를 제거하면서 정상상태 및 과도상태에서 직류성분이 없는 정현파 모양의 d축 및 q축 고정자 자속 파형을 확인하였다.

이 적분방식은 유도전동기 또는 영구자석형 동기전동기의 직접 토크제어 등 적분이 필요한 여러 전동기 구동 시스템에도 쉽게 적용할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] Xingyi Xu, Rik De Doncker, and D.W.Novotny, "A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive", in Conf. Rec. of PESC, pp.870-876, 1988.
- [2] Xingyi Xu, and D.W.Novonty, "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.27, No.4, pp.694-700, 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 ", in Conf. Rec. of IEEE-APEC, pp.749-753, 1997.
- [4] M.R.Zolghadri, C.Pelisson, and D.Roge, "Start up of global direct torque control system", in Conf. Rec. of PESC, pp.370-374, 1996.
- [5] B.K.Bose and M.G.Simoes, "Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive", in Conf. Rec. of IAS, pp.137-143, 1995.
- [6] Texas Instrument, *TMS320C3X User's Guide*, Texas Instruments Inc., 1991.

저 자 소 개



전 태 원(全 泰 園)

1959년 1월 30일생. 1981년 부산대 전기공학과 졸업(학사). 1983년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 울산대 전기전자 및 자동화공학부 교수

E-mail : twchun@uou.ulsan.ac.kr



최 명 규(崔 明 圭)

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

E-mail : cmk116@chollian.net