

유도전동기 센서리스 직접토크제어를 위한 향상된 고정자 자속의 추정

나 광균*, 신 명호, 현 동석
한양대학교 전기공학과

A Improved Stator Flux Estimation for Sensorless DTC of Induction Motors

Koang-Kyun La, Myoung-Ho Shin, Dong-Seok Hyun
Dept. of Electrical Engineering, HanYang University

ABSTRACT

Direct Torque Control has the fast torque and flux dynamic response as we know. This dynamic performance is realized by the estimation of electromagnetic torque and stator flux linkages. Generally, the stator flux estimation is based on the stator voltage equation. The equation uses a pure integrator. If the equation is used without an encoder in Direct Torque Control, there is the drift problem. It is same to sensorless Stator Flux Orientation Control (SFO). In this paper a programmable low pass filter (LPF) is proposed for solving the problem in Direct Torque Control.

1. 서 론

직접토크제어(DTC)는 빠른 토크 응답이 요구되어지는 영역에 있어 적용되어 왔다. DTC가 그와 같이 빠른 응답성을 가지는 이유는 고정자 전압과 전류를 이용하여 토크와 자속을 직접적으로 제어할 수 있기 때문이다. 유도전동기의 고정자 자속은 전압방정식에 의해서 계산되어지고 토크는 토크방정식에 의해 계산된다. 또한 직접토크에서는 속도의 정확성을 크게 요구하지 않는 범위 안에서 센서 없이 전동기를 운전할 수 있다. 속도의 정확성이 필요하다면 센서를 사용하여야 한다. 그러나 주위 환경이 좋지 못한 경우의 전동기 운전에서는 센서를 사용할 수 없게 된다. 더욱이 센서의 사용은 시스템 가격이 증가되고 전동기 크기가 커지게 된다. 그러므로 직접토크제어는 속도의 정확성을 크게 요구하지 않는 분야에 보통 사용되어왔다.^[5]

직접토크제어의 고정자 자속은 역기전력의 적분으로 추정된다. 순수적분기에 의한 역기전력의 적분은 초기조건과 DC 오프셋에 의한 드리프트 문제와 포화 문제가 존재하게 된다. 직접토크제어에서의 자속은 역기전력의 적분으로 추정되어 영역과 크기가 정해지고 토크는 추정된 자속으로 추정되어 히스테리시스 제어기에 의해 제어되기 때문에 만약에 자속이 잘못 추정되어진다면 자속의 영역과 크기에 잘못이 생기므로 토크는 물론 히스테리시스 제어기에 문제가 생기게 되어 전동기 제어가 잘못되게 된다. 이 문제를 해결하기 위해 순수적분기는 저역통과 필터(LPF)로 대체될 수 있다. 하지만 전동기 주파수가 LPF의 절점 주파수보다 더 낮다면 추정은 잘못되게 된다. 좀 더 넓은 영역에서 에러 없이 자속을 추정하려면 LPF는 매우 낮은 절점주파수를 가져야만 한다. 그러나 아직까지 거기에는 낮은 절점 주파수(큰 시상수)에 의한 드리프트 문제가 존재하게 된다. 전동기 제어에 있어서의 이 문제들을 해결하기 위한 노력들은 보통 속도 센서 없는 고정자 자속 기준 제어(SFO)에서 행해졌다. 이 노력들에서 사용되어진 방법은 디지털 필터의 사용이다. 디지털 필터는 동기 각과 속도를 추정하고 순수적분기는 고정자 자속의 크기를 추정한다. 고정자 자속을 추정하는데 있어 전동기 주파수는 디지털 필터의 절점 주파수보다 더 낮다. 그러므로 동기 각을 계산하는데 있어서 잘못된 추정이 일어난다.

본 논문은 직접토크제어에서 자속을 추정할 때 위에서 말한 문제들을 해결하기 위해 자속 크기와 상 보상기를 가지는 프로그램 가능한 저역통과 필터(PLPF)^[3]를 제안한다. 본 논문에서는 PLPF가 설명되고 적용된 방법의 효용성을 증명한다.

2. 프로그램 가능한 저역통과필터 (PLPF)

DTC에서의 고정자 자속은 정지 좌표계에서 공간 전압벡터로 나타내어지는 다음 식으로 주어진다.

$$\lambda_s = \int (v_s - R_s i_s) dt \quad (1)$$

여기서, v_s 는 고정자 전압, i_s 는 고정자 전류, R_s 는 고정자 저항.

식 (1)을 다시 쓰면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{\hat{\lambda}_{s1}}{v_s - R_s i_s} = \frac{1}{s} \quad (2)$$

여기서, ‘ $\hat{}$ ’ 는 추정된 값, $\hat{\lambda}_{s1}$ 는 저역 통과 필터를 사용하여 추정된 자속.

식 (2)의 순수적분기의 문제를 해결하기 위해 고역 통과필터를 곱하여 나타낸 식 (3)을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\hat{\lambda}_{s1}}{v_s - R_s i_s} &= \frac{1}{s} \cdot \frac{s}{s+a} \\ &= \frac{1}{s+a} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서, a 는 극점이다.

식 (3)의 위상각과 크기는 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\phi} = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\omega}_e}{a}\right) \quad (4)$$

$$\hat{M} = \left| \frac{\hat{\lambda}_{s1}}{v_s - R_s i_s} \right| = \frac{1}{\sqrt{\hat{\omega}_e^2 + a^2}} \quad (5)$$

여기서 $\hat{\omega}_e$ 는 추정된 동기 각주파수.

식 (3)은 초기값 문제나 DC 오프셋 문제를 위해 사용되어질 수 있다. 그러나 넓은 속도 영역 운전을 위해 극점 ‘ a ’는 작아야만 한다. 이것으로 인해 시정수는 매우 커지게 된다. 또한 고정자 자속의 더 정확한 추정을 위해 위상은 전압벡터보다 90°

뒤져야하고 크기는 $1/|\hat{\omega}_e|$ 을 가져야 한다. 그러므로 LPF를 사용하여 얻은 고정자 전압은 크기와 위상에 있어 보상이 필요하다. 각각의 보상 값은 식 (6), (7)로 주어진다. 그러므로 식 (3)을 써서 얻어진 고정자 자속은 식 (8)과 같이 보상되어진다.

$$G_c = \frac{\sqrt{\hat{\omega}_e^2 + a^2}}{|\hat{\omega}_e|} \quad (6)$$

$$P_c = \exp(-j\phi_c) \quad (7)$$

$$\frac{\hat{\lambda}_s}{v_s - R_s i_s} = \frac{1}{s+a} \frac{\sqrt{\hat{\omega}_e^2 + a^2}}{\hat{\omega}_e} \exp(-j\phi_c) \quad (8)$$

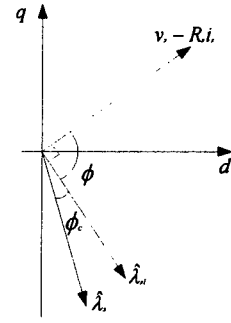


그림 1 LPF와 순수적분기의 벡터도
Fig. 1 Vector Diagram of LPF and Pure Integrator

여기서, G_c 는 크기 보상기, P_c 는 위상 보상기 ϕ_c 는 $\hat{\lambda}_{s1}$ 과 $\hat{\lambda}_s$ 의 위상 차.

LPF와 순수적분기의 벡터도를 그림 1에 나타내었다. 또, 추정된 동기 각속도 $\hat{\omega}_e$ 는 식 (9)로 주어진다.

$$\hat{\omega}_e = \frac{(v_{qs} - R_s i_{qs})\hat{\lambda}_{ds} - (v_{ds} - R_s i_{ds})\hat{\lambda}_{qs}}{|\hat{\lambda}_s|^2} \quad (9)$$

$$v_{ds} = \frac{2}{3}V_{dc}(SA + SB \cdot \cos\frac{2}{3}\pi + SC \cdot \cos\frac{4}{3}\pi) \quad (10)$$

$$v_{qs} = \frac{2}{3}V_{dc}(SB \cdot \sin\frac{2}{3}\pi + SC \cdot \sin\frac{4}{3}\pi) \quad (11)$$

여기서, SA, SB 그리고 SC는 인버터 스위칭 (1 or 0)

앞에서 언급한 것처럼 문제는 식 (8)이 큰 시정수를 가지고 있다는 것이다. 이것을 해결하기 위해 절점 주파수는 높아야한다. 하지만 그 높은 절점 주파수로 인해 고정자 자속이 정확하게 추정되지 못하므로 극점 ‘ a ’는 식 (12)와 같이 대체되어질 수 있다.

$$a = \frac{|\hat{\omega}_e|}{k} \quad (12)$$

여기서 k 는 상수.

식 (12)는 주파수의 함수로 표현된다. 식(12)에서 극점 ‘ a ’는 상수 k 와 함께 속도에 비례해서 증가한다. 그러므로 고속에서는 시정수가 작아지게 된다. 또한 극점 ‘ a ’는 시정수가 저속에서 너무 증가되는 것을 막기 위해 알맞은 값으로 고정된다. 여기서 k 는 시행착오를 걸쳐 결정된다.

이제 프로그램 가능한 저역통과 필터(PLPF)가 완성되었다. PLPF의 블록도는 그림 2에서 보여지고 있으며 완성된 PLPF의 식은 다음과 같다.

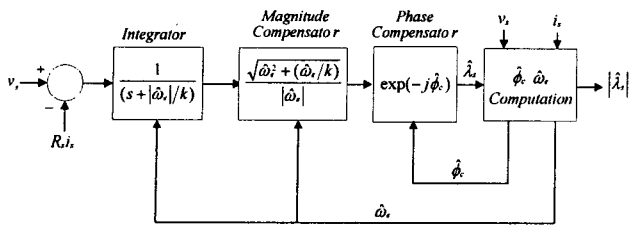


그림 2 프로그램 가능한 LPF의 블록도
Fig. 2 Block Diagram of the Programmable LPF

$$\frac{\hat{\lambda}_s}{v_s - R_s i_s} = \frac{1}{s + |\hat{\omega}_e|/k} \cdot \frac{\sqrt{\hat{\omega}_e^2 + a^2}}{|\hat{\omega}_e|} \cdot \exp(-j\hat{\phi}_c) \quad (13)$$

3. DTC에서의 프로그램 가능한 LPF

직접토크제어에서 고정자 자속은 역기전력의 적분에 의해 추정되고, 토크는 추정된 자속으로 계산되며, 그 자속과 토크는 히스테리시스 제어기에 의해 제어된다. 보통 전력용 반도체 스위칭 소자를 고려한 작은 히스테리시스 밴드 폭은 좋은 제어 성능을 보장한다. 하지만 좁은 밴드폭을 가진다고 하더라도 센서가 없이 추정된 고정자 자속의 영역과 크기가 잘못된다면 전압 벡터의 결정에 오류가 생기게 되어 전동기 제어에 문제가 발생하게 될 수 있다. 그 문제를 해결하기 위해 설명되어진 프로그램 가능한 LPF를 사용한다. 고정자 자속의 정확한 추정이 본 논문의 중점사항이다. 정확한 고정자 자속의 추정을 위해 프로그램 가능한 LPF를 사용한 DTC의 블록도를 그림 3에 나타내었다.

4. 시뮬레이션 결과

DTC에 제안된 프로그램 가능한 LPF를 시뮬레이션을 통해 그 타당성을 알아본다. ACSL

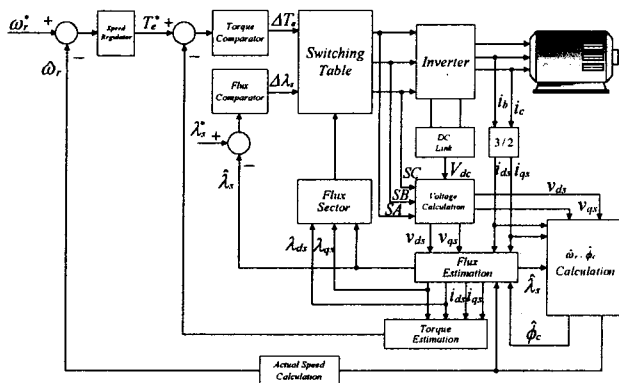


그림 3 PLPF를 이용해 고정자 자속을 추정하는 DTC 블록도
Fig. 3 DTC Diagram using Programmable Low Pass Filter

(Advanced Continuous Simulation Language)를 시뮬레이션 툴로 사용하였고, 전동기 파라미터는 표 1에 나타내었다. 상수 k 는 전동기의 운전 성능을 위해 3으로 결정되었다. 전동기 속도가 0 [rpm]에 가까워졌을 때 프로그램 가능한 LPF의 시정수가 너무 증가되는 것을 막기 위해 극점 'a'의 최소값을 1로 하였다. 그림 4의 (d)는 전동기 속도가 1200→500 [rpm]으로 변화했을 때 드리프트 현상이 일어나는 것을 보여 준다. 여기서 λ_s 는 실제 자속이다. 속도가 변할 때 극점이 0에 가까워져 자속과 속도의 추정이 불안정해진다. 그림 5의 (d)는 프로그램 가능한 LPF를 사용하여 얻은 자속과 실제 자

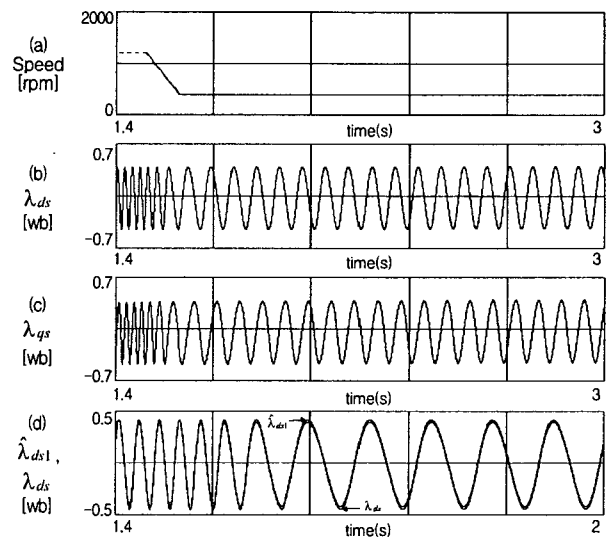


그림 4 LPF를 사용했을 때의 결과
Fig. 4 Results using LPF
(Load Torque 5[Nm], speed reference 1200→500[rpm])

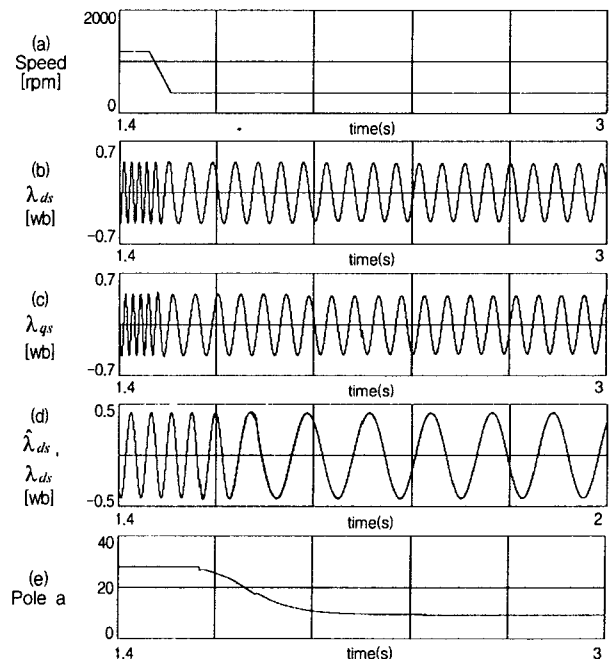


그림 5 프로그램 가능한 LPF를 사용했을 때의 결과
Fig. 5 Results using programmable LPF
(Load Torque 5[Nm], speed reference 1200→500[rpm])

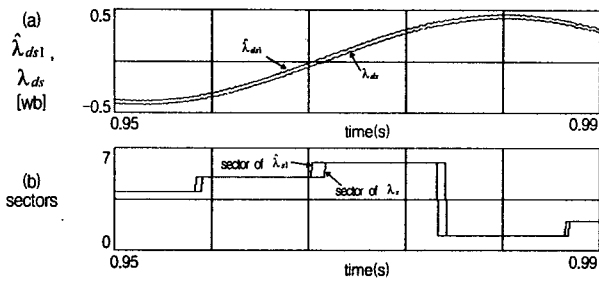


그림 6 LPF를 사용했을 때의 자속 영역의 변화
Fig. 6 Sector variations with LPF

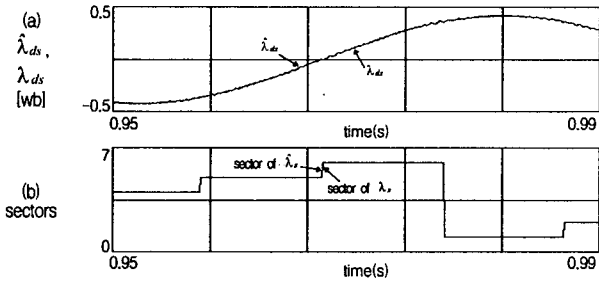


그림 7 프로그램 가능한 LPF를 사용했을 때의 자속 영역의 변화
Fig. 7 Sector variations with programmable LPF

속을 보여주고 있다. 단순한 LPF를 사용하였을 경우보다 드리프트 현상이 현저히 줄어든 것을 볼 수 있다. 또한 그림 5 (e)에서는 속도에 따라 극점이 변화하는 모습을 볼 수가 있다. 그림 6은 드리프트가 일어났을 경우 자속 영역의 변화에 오류가 생김을 보여주고 있다. 그 오류로 인해 전압 벡터가 잘못 선택되어지기 때문에 문제가 발생하게 된다. 이 문제도 그림 7처럼 프로그램 가능한 LPF를 사용하므로 해결하였다. 실제자속과 추정된 자속의 일치로 인해 정확한 영역의 선택이 이루어지고 있는 것을 볼 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 직접토크제어에서 센서 없이 고정자 자속을 정확히 추정하기 위해 프로그램 가능한 LPF를 제안하였다. 잘못된 자속의 추정은 에러를 일으키는 드리프트 문제로부터 온다. 그래서 드리

표 1 유도전동기 파라미터
Table 1 Induction Motor Parameters

파라미터	값
정격출력	2.2[kW]
극수	4
정격자속	0.42[Wb]
고정자 저항	1.26[Ω]
회전자 저항	0.21[Ω]
자화 인덕턴스	0.05[mH]
관성모멘트	0.017[kgm ²]
고정자 누설인덕턴스	4.7e-3[mH]
회전자 누설인덕턴스	4.7e-3[mH]

프트 문제를 프로그램 가능한 LPF로 인한 작은 이상수에 의해 해결하였다. 고정자 자속은 프로그램 가능한 LPF의 상/크기 보상에 의해 정확하게 추정되었다. 결과적으로 센서 없는 직접토크제어가 프로그램 가능한 LPF에 의해 실현되었다. 직접토크제어를 위한 더 나은 고정자 자속의 추정이 시물레이션에 의해 증명되었다.

참 고 문 헌

- [1] I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick Response and High-efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 22, No. 5, pp. 820~827, 1986.
- [2] I. Takahashi and Y. Ohmori, "High Performance Direct Torque Control of an Induction Motor", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 25 No. 2, pp. 257~264, 1989.
- [3] Myoung-Ho shin and Don-Seok Hyun, "An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motor", *IEEE-PESC'98*, pp. 1581~1586.
- [4] Bimal K. Bose and Nitin R. Patel, "A Programmable Cascaded Low-Pass Filter-Based Flux Synthesis for a Stator Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Industry Electronics*, Vol. 44, No. 1, pp. 140~143, February 1997.
- [5] James N. Nash, "Direct Torque Control Induction Motor Vector Control Without an Encoder", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 33, No. 2, pp. 333~341, 1997.
- [6] J. HU and B. WU, "New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux Over a Wide Speed Range," *IEEE PESC'97*, pp. 1075~1081, 1997.
- [7] Bimal K. Bose and M. Godoy Simoes, "Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive," *IEEE IAS Ann. Mtg.*, pp. 137~143, 1995.
- [8] Hoang Le-Huy, "Comparison of Field-Oriented Control and Direct Torque Control for Induction Motor Drives", *IEEE-IAS'99*, pp. 1245~1252.
- [9] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, "Performance Analysis of a DTC Control Schme For Induction Motor In the Low Speed Range", *EPE'97*, pp. 3.700~3.704.
- [10] Byeong-Seok Lee and R. Krishnan, "Adaptive Stator Resistance Compensator for High Performance Direct Torque Controlled Induction Motor Drives", *Proceeding of IEEE*.
- [11] Vas, P., "Vector and Direct Torque Control of Induction Motor", pp. 505~574 Published in Oxford.