

# 고주파 전류주입에 의한 유도전동기의 직접 벡터제어

용 성일\*, 설 승기  
서울대학교 전기공학과

## Direct Vector Control of Induction Machine by High Frequency Current Injection

Sung-Il Yong\*, Seung-Ki Sul  
Dept. of Electrical Eng., Seoul Nat'l Univ.

### Abstract

This paper proposed a new direct vector control scheme using high frequency current injection. This scheme has some attractive features such as using no flux sensor or speed sensor, robustness of parameter variation, capability of accurate vector control at very low speed. Compared to other direct vector control scheme, this scheme doesn't depends on phase delay and difference of magnitude of estimated flux, rotor resistance and all inductances except stator resistance. These features are proved by computer simulation and experimental results.

### 1. 서론

최근 산업계에서 널리 사용되고 있는 유도전동기의 벡터 제어를 위해서는 속도정보, 혹은 자속정보가 필수적이다. 일반적으로 속도정보를 얻기 위해서는 타코 제네레이터(Tacho generator)나 레졸버(Resolver) 혹은 펄스 엔코더(Pulse encoder)와 같은 센서, 자속 정보를 얻기 위해서는 서칭 코일(Searching coil)과 같은 센서를 이용한다[2],[3]. 그런데, 이 센서들은 유도전동기의 운전에 여러가지 문제를 일으키고, 적용에 제한을 가하게 된다. 유도 전동기의 장점이라 할 수 있는 환경 조건이나 신뢰성, 경제적인 면의 잇점이 센서들로 인해 사라지게 된다.

이러한 이유로 별도의 센서 부착없이 전압, 전류 정보만을 이용하여 자속정보를 구하여 벡터제어를 수행하는 여러가지 방법들이 있다[1],[4]. 그러나, 자속을 구하기 위해서는 전압을 적분해야 하기 때문에 측정값의 오프셋(Offset)이 치명적이 된다. 그러므로 오프셋(Offset)성분을 없애기 위해서 일반적으로 1차 지연필터를 사용한다[1],[4]. 그러나, 1차 지연 필터의 특성상 추정치는 실제값과 크기가 달라지며 위상 지연이 생길수 밖에 없고 그 정도는 주파수가 작아짐에 따라 더욱 심해진다. 그러므로, 이 방법으로도 어느 정도 이상의 주파수에서만 비교적 정확한 정보를 얻을 수 있으므로 저속(정격 속도의 약 10%이하)에서는 벡터제어가 원활히 수행될 수 없다.

본 논문에서는 전류에 고주파 전류를 주입하여 각도 정보를 얻을 수 있는 새로운 방법을 제안한다.

### 2. 제어 알고리즘

$$T_e = K_T (\lambda_{dr}^e i_{qs}^e - \lambda_{qr}^e i_{ds}^e) \quad (1)$$

$$= K_T (\lambda_{dr}^s i_{qs}^s - \lambda_{qr}^s i_{ds}^s)$$

여기서,  $K_T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r}$ ,  $T_e$ 는 토크,  $P$ 는 극수이다.

$$\lambda_{dr}^e = \frac{i_{ds}^e}{1 + T_r s} \quad (2)$$

$$mag(\lambda_{dr}^e) = \frac{I_h}{\sqrt{(1 + (T_r \omega_h)^2)}}$$

d축에 고주파의 정현파 전류를 주입하면, 식(2)에서 볼 수 있듯이 자속에 나타나는 리플은 거의 무시할만 하고 토크의 리플은 대부분이 전류리플에 의해서만 나타난다. 또한, 식(1)에서 보면 알 수 있듯이 전류가 완벽하게 비간섭제어(decoupling) 되고 있으면 토크에는 리플이 전혀 없게되고 각도 오차가 커질수록 리플이 크게 나타난다. 그러므로 토크의 리플을 정확히 추정해 낼 수 있으면 정확한 각도 오차를 알 수 있다.

$i_{ds}^e = I_d + I_h \sin \omega_h t$  로 주입하고, 실제각과 제어하고 있는 각과의 오차를  $\Delta\theta$ 라고 한다면,

$$\hat{T}_e = K_T (\lambda_{dr}^e i_{qs}^e - \lambda_{qr}^e i_{ds}^e) \quad (3)$$

$$= K_T (-\lambda \sin \Delta\theta i_h \sin \omega_h t)$$

$$\hat{T}_e i_{ds}^e = -K_T \lambda \sin \Delta\theta (i_{ds}^e)^2 \quad (4)$$

$$= -K_T \lambda \sin \Delta\theta \frac{1 - 2 \cos 2\omega_h t}{2}$$

여기서,  $\lambda = \sqrt{(\lambda_{qr}^e)^2 + (\lambda_{dr}^e)^2}$  가 된다.

이 값을 저역통과 필터를 사용하여 직류분만 구하면,

$$lowpass(\hat{T}_e i_{ds}^e) = -K_T I_h^2 \lambda \sin \Delta\theta \quad (5)$$

가 되므로,

$$\sin \Delta\theta = -\frac{lowpass(2 \hat{T}_e i_{ds}^e)}{K_T \lambda I_h^2} \quad (6)$$

로 구할 수 있다.

그러므로, 이 각도 오차를 줄이는 방향으로 제어각을 변경시켜 주면 정확한 제어를 수행할 수 있다.

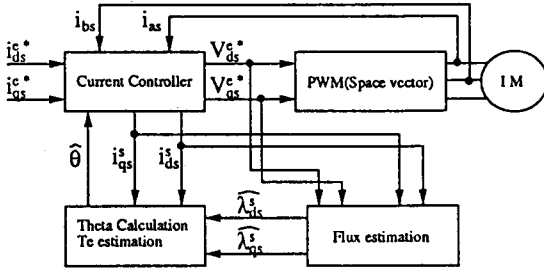


그림 1. 제안된 시스템의 제어 블록도

표 1. 실험 및 시뮬레이션에 사용된 유도전동기 정격과 상수

5hp, 220V, 4poles 60Hz	
$R_s$ : 0.295Ω	$R_r$ : 0.3787Ω
$L_{ls}$ : 1.8mH	$L_{lr}$ : 1.8mH
$L_m$ : 59mH	

### 3. 토오크 리플의 추정

토오크 리플을 구하기 위해서는 자속을 구해야 한다.

$$\lambda_{qs}^s = \int (V_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt \quad (7)$$

$$\lambda_{ds}^s = \int (V_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) dt$$

$$\lambda_{qs}^s(s) = \frac{\tau}{\tau s + 1} (V_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) \quad (8)$$

$$\lambda_{ds}^s(s) = \frac{\tau}{\tau s + 1} (V_{ds}^s - R_s i_{ds}^s)$$

자속은 식(7)로 구할 수 있으나, 앞에서 언급한 바와 같이 순수한 적분을 구현하는 것은 불가능하므로 식(8)과 같이 1차 지연 필터를 사용하여 구해야 하는데, 이 과정에서 실제의 자속과 위상 지연이 생기게되며 크기도 달라지게 되며 이 차이는 저속일수록 더욱 심해진다. 그러나, 전류도 자속 추정치와 동일한 지연을 갖도록 해 주면 실제 토오크와 크기는 달라지지만 동일한 형태의 토오크 리플을 갖는 추정 토오크를 구할 수 있다.

자속의 위상 지연과 동일하게 전류의 위상 지연을 만들어 주기 위해서는 측정된 전류의 기본파 성분과 고주파 성분을 분리시켜 각각 위상 지연을 시켜 주어야 하고, 이렇게 지연시킨 두 성분을 다시 재 합성하여 토오크를 추정한다.

전류의 기본파 성분과 고주파 성분에 대해서는 1차지연 필터와 같은 시정수를 갖는 고역통과 필터를 사용하면 되나, 고주파 성분에 대해서는 기본파와 주파수에 따라 시정수를 가변시킨 고역통과 필터를 사용하여야 한다. 그 시정수들 간의 관계는 다음과 같다.

$$\frac{\pi}{2} - \tan^{-1}(\tau \omega_e) = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}(\tau_{high} \omega_h) \quad (9)$$

$$\tau_{high} = \tau \frac{\omega_e}{\omega_h} \quad (10)$$

이렇게 제합성된 전류를  $i_{ds}^s$ ,  $i_{qs}^s$  라고 한다면,

$$\hat{T}_e = K_T (\lambda_{dr}^s i_{qs}^s - \lambda_{qr}^s i_{ds}^s) \quad (11)$$

로 구할 수 있고 이 추정 토오크는 실제의 토오크와 크기의 차이만이 있게 된다.

### 4. 시뮬레이션

시뮬레이션은 약 25Hz에서 수행하였다.

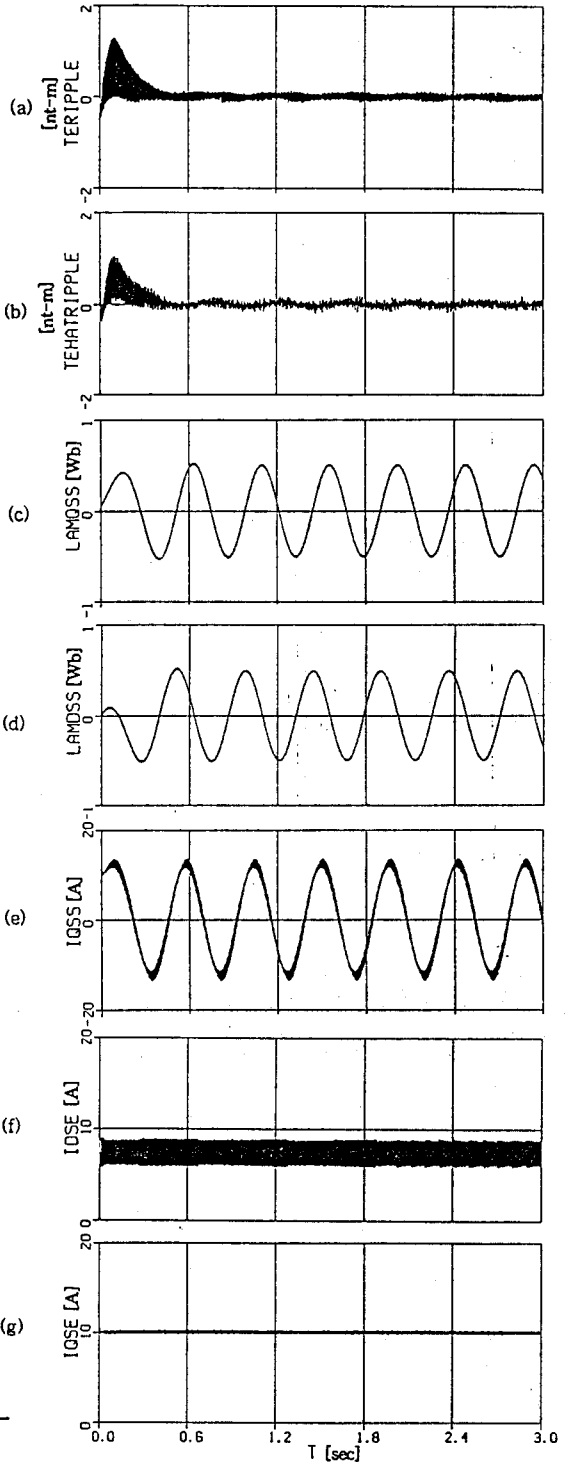


그림2. 추정된  $\theta$ 로 제어하였을 때의 시뮬레이션 파형

- (a) 실제 토오크리플의 파형
- (b) 추정 토오크리플의 파형
- (c) q축 자속의 파형
- (d) d축 자속의 파형
- (e) a상 전류의 파형
- (f) 동기 좌표계 d축 전류의 파형
- (g) 동기 좌표계 q축 전류의 파형

그림2에서 볼 수 있듯이 추정토크의 추이가 실제토크의 추이와 같음을 볼 수 있다. 또한, 각도의 추정치로 벡터 제어가 원활히 수행되고 있음을 알 수 있다.

### 5. 실험결과

실험은 약 1.2Hz에서 수행하였다.

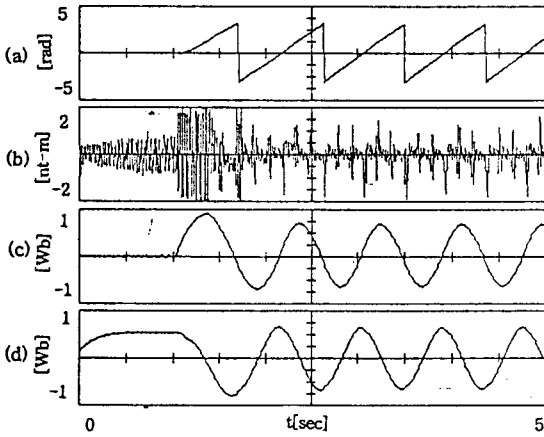


그림3. 추정된  $\theta$ 로 제어하였을 때의 실험 파형

- (a) 각도 추정치의 파형
- (b) 추정 토오크리플의 파형
- (c) q축 자속의 파형
- (d) d축 자속의 파형

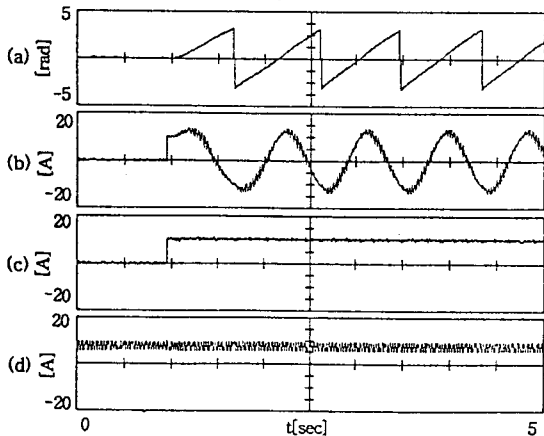


그림4. 추정된  $\theta$ 로 제어하였을 때의 실험 파형

- (a) 각도 추정치의 파형
- (b) a상 전류의 파형
- (c) 동기 좌표계 q축 전류의 파형
- (d) 동기 좌표계 d축 전류의 파형

그림3.과 그림4.에서 원활한 벡터제어의 수행이 이루어지고 있음을 볼 수 있고, 앞선 그림2.과 비교해 볼 때 시뮬레이션 결과와 모든 추이가 일치함을 볼 수 있다.

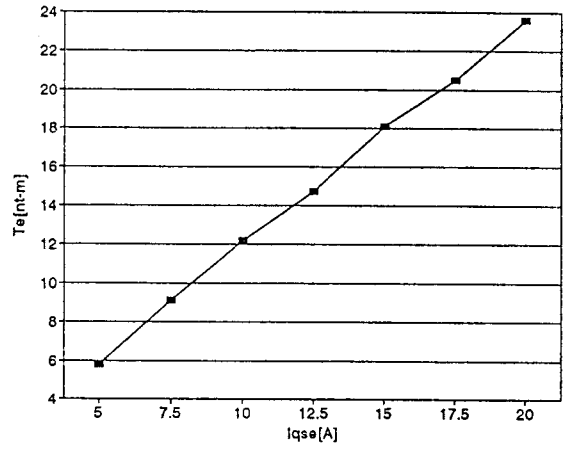


그림5. 0rpm에서의 토오크분 전류와 토오크와의 상관관계

그림5.에서는 벡터제어가 거의 완벽히 수행되고 있음을 알 수 있고, 기존의 센서리스(Sensorless)벡터제어 방법에서는 불가능했던 초 저속에서의 센서리스(Sensorless)벡터제어가 제안된 방법으로 구현됨을 실험을 통하여 입증하였다.

### 6. 결론

본 논문에서 제안된 방법은 기존의 방법들과는 달리 0.5Hz 정도의 저속에서도 정확히 벡터 제어를 수행하며, 고정자 저항이외의 어떤 다른 전동기 정수에도 관계없이 제어를 수행하므로 전동기 정수 변동에 매우 강인한 장점을 가지고 있음을 실험 및 시뮬레이션을 통하여 입증하였다. 그리고, 더욱 강인한 제어를 구성하기 위해 고정자 저항을 실시간으로 추정하여 보상하는 알고리즘을 연구 중에 있다.

### 7. 참고 문헌

- [1] Xingyi Xu, R. De Doncker, D.W.Novotny, "A Stator Flux Oriented Induction Motor Drive", IEEE Power Electronics Specialist's Conference (1988)
- [2] Peter Vas, "Electrical Machines and Drives - A Space Vector Theory Approach", Clarendon Press Oxford (1992)
- [3] Peter Vas, "Vector Control of AC Machines", Clarendon Press Oxford (1990)
- [4] R.D.Lorenz, D.B.Lawson, "A Simplified Approach to Continuous, On-Line Tuning of Field Oriented Induction Machine", Conference Rec., IEEE-IAS Annual Meeting (1988)