

부하 전류식 전류형 인버터- 유도전동기 시스템의 속도제어에 관한 연구

°임 제 열* · 이 승 철* · 정 승 기* · 송 중 호**
*광운대학교 **한국과학기술연구원

A Study on the Speed Control of LCCSI-Induction Motor System

°Jae-Yeul, Lim* · Seung-Chul, Lee* · Seung-Gi, Jeong* · Jung-Ho, Song**
*Kwangwoon University **KIST

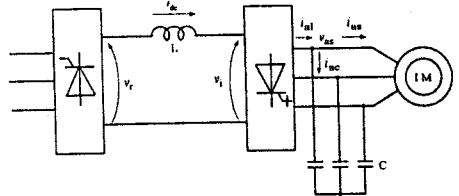
Abstract

A speed control system of the induction motor drives by the load commutated current source inverter is studied in this paper.

In general, since the rotating equipments such as pumps, fans and blowers do not require necessarily the accurate speed control performance, a voltage control and a speed sensorless vector control systems are mainly used for this application.

In this paper, a new control scheme which has better performance than the voltage control system and simpler control structures than the vector control system is presented. This new proposed method controls the angle of the current vector using the relationship between the inverter output voltage and current, as well as uses the simple method to compensate the effect of the output capacitors.

높이고 벡터제어 방식보다는 제어구조가 간단하며 속도센서를 장착하지 않는 새로운 제어방식이 요구된다.



상용전원 정류기 직류링크 인버터 출력캐패시터 유도전동기

그림2-1 GTO - CSI 시스템 구성도

1. 서론

근래 산업용 동력원으로 소비되는 전력중 80%가 유도전동기에서 소비되며 부하는 대부분이 팬이나 블로우어, 펌프의 동력원으로 사용되고 있다. 지금까지 팬이나 펌프에 의해 이송되는 기체나 유체의 제어는 댐퍼나 배인에 의해 제어되었다. 이러한 방법은 전동기의 회전수 및 제반 입력은 전부하시나 경부하시 크게 차이가 없으며, 경부하시 조절장치인 댐퍼나 배인의 저항에 의해 손실로 소비되었다.

본 논문에서 다루고자하는 전류형인버터는 자기 소호능력이 있는 GTO소자를 사용한 인버터로서 기존의 SCR을 사용한 ASCI의 단점을 보완한 형태의 것이다. 일반적으로 전류형인버터는 그 구조 자체가 스위칭시에 환류 경로가 제공되지 않기 때문에 전동기의 누설 리액턴스에 축적된 에너지가 급격히 변화하여 스위칭 서지로서 나타나므로 출력단에 캐패시터를 부착하는 것이 필수적이다.

인버터 시스템의 출력단에 캐패시터를 사용하면 다음과 같은 효과를 기대할 수 있다. 첫째, 부하전류 영역을 확보할 수 있다. 둘째, 인버터의 스위칭시에 유도전동기의 누설 리액턴스에 의해 생기는 서지 전압을 필터링하여 억제할 수 있다. 셋째, 인버터의 출력 파형이 개선될 수 있다. 넷째, 인버터의 출력단에서 본 부하의 역률개선으로 시스템 전체의 입력 역률을 개선할 수 있다. 이러한 긍정적인 특성외에 캐패시터에 의한 시스템내의 지인요소 증가로 시스템의 안정도를 저하시키며 캐패시터의 용량과 유도전동기의 유도용량에 의한 병렬 공진회로가 구성되는 등 부정적인 측면도 존재한다.

펌프나 팬 부하처럼 속도의 고정밀 제어를 요하지 않는 시스템에서 주파수제어방식 보다는 Dynamic Performance를

2. 전력회로 구성

2-1 유도전동기의 모델

유도전동기의 파도상대 모델로 회전자 축을 따라 회전하는 동기좌표계 d-q모델을 사용하였다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_s L_s & pL_m & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & R_s + pL_s & -\omega_s L_m & pL_m \\ pL_m & -(\omega_s + \omega_r)L_m & R_r + pL_r & -(\omega_s - \omega_r)L_r \\ -(\omega_s - \omega_r)L_m & pL_m & -(\omega_s - \omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{or} \\ i_{or} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

동기 속도로 회전하는 회전 좌표계로 표현하면 유도전동기 입력 전압식은 식(2.2)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{ds} &= v_{ds}^* \cos \omega_s t - v_{qs}^* \sin \omega_s t \\ v_{qs} &= v_{qs}^* \sin \omega_s t + v_{ds}^* \cos \omega_s t \end{aligned} \quad (2.2)$$

2-2 직류링크 모델

직류링크 모델은 컨버터의 출력전압과 인버터의 입력전압 차이에 직렬로 삼입된 리액터를 고려하여 모델링 할 수 있다.

$$v_r = L \frac{di_{dc}}{dt} + v_i \quad (2.3)$$

2-3 출력 캐패시터 모델

출력단 캐패시터에서 상태변수는 캐패시터 양단의 전압이다. 이 관계를 미분식으로 표현하면 다음과 같다.

$$i_{or} = C \frac{dv_{or}}{dt} + i_{or} \quad (2.4)$$

$$i_{ds} = C \frac{dv_{ds}}{dt} + i_{ds}$$

2-4 컨버터 모델

전원측 컨버터의 출력은 V_r 이며 컨버터의 스위칭 조건에 따라 3상 전압 V_{as}, V_{bs}, V_{cs} 의 조합으로 나타난다. a, b, c상의 스위칭상태를 나타내기 위해 S_a, S_b, S_c 의 스위칭함수가 사용되며 컨버터 각 레그의 캐소드측 SCR이 점호하면 $S = 1$, 애노드측이 점호하면 $S = -1$ 그리고 소호상태에 있으면 $S = 0$ 으로 한다.

$$S_a = f(\theta_s - \alpha_r) \quad (2.5)$$

단, θ_s 는 전원전압 위상각
 α_r 은 컨버터 점호지연각

이상의 조건을 3상에 적용하여 스위칭함수로 표현하면

$$v_r = S_a v_{as} + S_b v_{bs} + S_c v_{cs} \quad (2.6)$$

이 된다.

2-5 인버터 모델

인버터 모델도 역시 컨버터 모델에 준하여 식(2.15)과 같이 표현할 수 있다.

$$S_a = f(\theta - \alpha_i) \quad (2.7)$$

단, θ 는 부하전압 위상각
 α_i 은 인버터 점호지연각

인버터 출력 전류식은 인버터 스위칭함수의 조합으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{a'} &= S_a i_d \\ i_{b'} &= S_b i_d \\ i_{c'} &= -i_{a'} - i_{b'} \end{aligned} \quad (2.8)$$

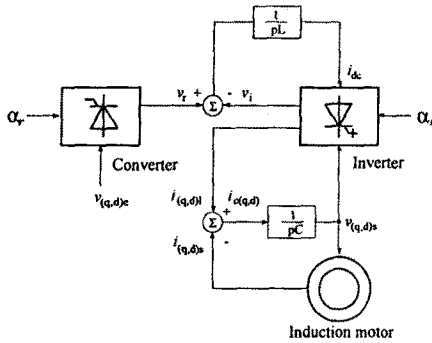


그림2-2 단순화된 전력회로 블록도

3. 제어 회로 구성

3-1 전압제어 방식

주파수 대 전압의 비(V/Hz)를 제한해서 속도제어하는 방식이다. 이 제어 방식의 특징은 전류형 인버터 시스템을 안정되어 있는 등가의 전압형 인버터 시스템으로 환산하여 제어한다.

제어 루프를 보인 직류링크단의 전류를 제한해서 전류지령치와 비교하여 컨버터 점호지연각을 계산하며 인버터 출력단의 전압으로부터 인버터 점호지연각 및 속도지령치를 계산한다. 전압제어 방식의 장점은 제어회로가 간단하므로 안정된 운전이 가능하며 정밀 속도제어를 필요로 하지 않는 펌이나 펌프등의 부하에 적합하다. 단점으로는 과도응답 특성이 나쁘며 속도의 정밀도가 떨어져 적용분야가 한정되어 있다.

3-2 직접 벡터제어 방식

벡터제어 방식은 유도전동기를 마치 직류전동기처럼 자속성분전류와 토크성분전류의 합수로 제어하는 방식이다. 직접 벡터제어 방식은 전동기자속의 크기와 위상각을 직접 측정하던지 아니면 전동기 입력전압, 전류 및 제상수의 상관관계에 의해 이를 추정한다. 직접벡터 제어의 일반 특성은 평상 동작 주파수 범위에서 응답을 향상시킬 수 있으며 정밀 속도제어가 가능하다. 그러나 저속운전시에는 자속의 검출이 어려워 시스템이 불안하게 된다. 이를 극복하기 위해 자속이 일정 준위까지 오를 때까지는 V/Hz운전을 함으로서 저속에서도 시스템을 안정시킬 수 있다.

벡터제어의 가장 중요한 점은 자속을 회전하는 축에 얼마만큼 정확히 일치시키는가 하는 것이다. 본 논문에서는 직접 회전자에 자속을 기준시킴으로서 이를 수행하였다. 식(3.1)은 회전하는 d축에 자속을 일치시킴을 나타내고 있다. 따라서 q축상에는 자속성분이 0 이 된다.

$$\lambda_{d'}^* = \lambda_r \quad (3.1)$$

$$\lambda_{q'}^* = 0$$

고정자 q축, d축상의 자속은 고정자 입력전압 및 전류의 관계에 의해 식(3.2)와 같이 나타낼 수 있다. 시뮬레이션이나 실제 시스템에서는 저속운전시 자속 준위가 낮고 자재 오프셋의 존재로 인하여 이상적인 직분시 자속 추정이 어렵게된다. 이것을 방지하기위해 일치치연요소를 이용하여 간접적분을 수행하였다.

$$\lambda_{d'}^* = \int (v_{d'}^* - R_s i_{d'}^*) dt \quad (3.2)$$

$$\lambda_{q'}^* = \int (v_{q'}^* - R_s i_{q'}^*) dt$$

이상에서 계산된 고정자 자속을 가지고 식(3.3)에 의해 회전자의 자속을 추정할 수 있다.

$$\lambda_{d'}^* = \frac{L_r}{L_m} \left(\lambda_{d'}^* - \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{d'}^* \right) \quad (3.3)$$

$$\lambda_{q'}^* = \frac{L_r}{L_m} \left(\lambda_{q'}^* - \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{q'}^* \right)$$

식(3.3)에서 계산된 회전자의 q축 d축 자속에서 자속의 크기와 위상각을 극좌표 형태로 표현하면 식(3.4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$|\lambda_r^*| = \sqrt{\lambda_{d'}^{*2} + \lambda_{q'}^{*2}} \quad (3.4)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{q'}^*}{\lambda_{d'}^*} \right)$$

위에서도 언급하였듯이 실제 시스템에서는 속도센서가 없을 것을 요구하므로 계산으로 얻어진 변수를 이용하여 속도를 추정할 필요가 있다. 식(3.5)는 시스템에서 전류센서로 측정된 고정자 q축전류와 식(3.3)에서 계산한 d축 자속으로부터 슬립각속도를 계산할 수 있다. 따라서 고정자 전압의 주파수에서 슬립주파수를 뺀으로서 회전자각속도를 추정할 수 있다.

$$\omega_{sl} = \frac{R_r}{L_r} - \frac{L_m i_{d'}}{\lambda_{d'}} \quad (3.5)$$

$$\omega_r = \omega_s - \omega_{sl} \quad (3.6)$$

회전자 자속 기준 벡터도는 그림3-1과 같다. 벡터도를 보면 동기 속도로 회전하는, d축에 회전자 자속을 일치시켰으며 전동기 입력전류, 인버터 출력전류, 캐패시터 전류의 위상관계를 알 수 있다.

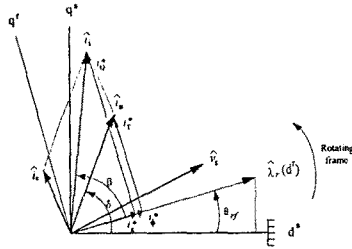


그림3-1 회전자 자속기준 벡터도

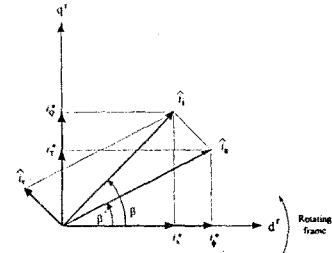


그림3-2 직접 벡터제어 전류 벡터도

특히 그림 3-2를 보면 전동기, 인버터, 캐패시터의 전류관계를 나타내고 있는데 유도전동기가 필요로하는 전류를 인버터에서 공급하게 되는데 방illo 연결된 캐패시터에 흐르는 전류로 인하여 유도전동기로 흐르는 전류가 감소하게 된다. 이때의 배이저를 보인 전동기 입력 자속성분은 증가하고 토크성분은 감소함을 알 수 있다. 이렇게 자속성분전류가 계속해서 증가하면 자속증가현상이 계속되어 전동기가 포화된다. 따라서 안정된 제어를 위해서 인버터가 공급할 전류를 전동기의 입력전류와 캐패시터에 흐르는 전류의 합으로 결정할 필요가 생기게 된다. 이를 위해 캐패시터 전류를 q축, d축으로 분해하여 자속성분 전류와 토크성분 전류에 보상함으로써 총 인버터 출력전류를 결정할 수 있다.

3-3 전압·전류 위상각 제어 방식

기존 벡터 제어 방법은 2절에서도 언급하였듯이 안정된 제어를 위해 캐패시터 전류를 센서로 통해 직접 측정하던가 아니면 인버터의 출력전류와 전동기의 입력전류 사이의 관계에 의해 계산한 후 q축과 d축에 보상하였다. 또, 동기 속도로 회전하는 d축에 회전자 자속을 일치시켜 인버터 점호각의 기준으로 사용하였다. 본 논문에서는 이러한 과정을 거치지 않고 유도전동기 고정자 전압의 주파수와 입력전압의 크기 그리고 출력단에 연결된 캐패시터의 용량으로부터 직접 캐패시터 전류를 계산해서 보상하며, 인버터 점호각을 전동기 입력전압이 위치하는 q축을 기준으로 하는 새로운 제어 방식이다.

■ 캐패시터 전류 보상

캐패시터 전류를 계산하는 식은

$$|i_c| = \omega_c C |V_s| \quad (3.7)$$

과 같다. 식(3.7)로 계산한 캐패시터 전류는 시뮬레이션 결과 그림4-3과 같다. 그림4-2는 캐패시터 d축 전류로서 식(3.7)로 계산한 결과와 부호만 반대이고 같은 크기를 보이고 있음을 알 수 있다. 그리고 그림4-1은 캐패시터 q축 전류로서 0을 기준으로 맥동하고 있음을 알 수 있다. 동기좌표계에서는 모든 물리량이 직류 성분으로 나타나므로 q축 전류를 일정값으로 근사하여 무시할 수 있다. 따라서 식(3.7)에서 계산한 전류를 d축에 보상함으로써 제어가 가능하다.

■ 인버터 각도 제어

그림3-3의 벡터도는 전압·전류 위상각제어시 전압, 전류, 자속의 벡터 위치를 나타내고 있다. 회전자 자속과 고정자 전압이 90°를 유지하며 회전자 자속은 d축에 전압은 q축에 존재함을 알 수 있다. 즉 벡터제어에서 인버터점호각 β 는 회전자 자속이 위치하고 있는 d축에서 캐패시터전류를 보상한 인버터 출력전류 페이저와의 각도로 결정되었다. 그러나 여기에서는 전압의 위상이 항상 q축에 존재함을 알 수 있으므로 전압의 위상을 기준으로 인버터 출력전류와의 위상각 ψ 를 가지고 인버터점호각을 제어한다. 그림3-4는 단순화된 제어루프를 도시하였다.

■ 전동기 속도 추정

전동기 속도 추정은 식(3.6)과 같이 고정자 입력전압 주파수에서 슬립 주파수를 뺀으로서 회전자의 속도를 알 수 있다. 슬립은 식(3.5)에서 구할 수 있으며 고정자 주파수는 3상 입력전원의 Zero-Crossing 시간 간격을 이용하여 계산할 수 있다.

■ 자속량 추정

전동기의 자속량 추정은 식(3.2)와 (3.3)의 관계에 의해 구할 수 있다. 식(3.2)는 고정자 자속을 계산하며 식(3.3)에 의해 회전자 자속을 계산할 수 있다. 본 논문에서 제시한 자속량 추정은 인버터 출력단의 전압만을 가지고 캐패시터 전류 및 전동기의 속도를 추정하고 있으며 자속량 역시 이 전압을 가지고 계산한다. 표 1에서 보듯이 식(3.2)에서 쓰인 고정자 저항 R_s 가 아주 작은 값이므로 두번째항을 무시하고 고정자 전압만을 적절한 값으로 자속량을 추정할 수 있다.

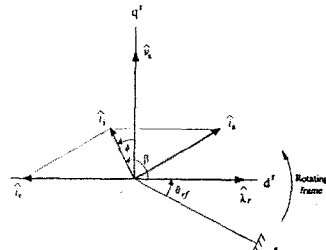


그림3-3 전압·전류 위상각제어 벡터도

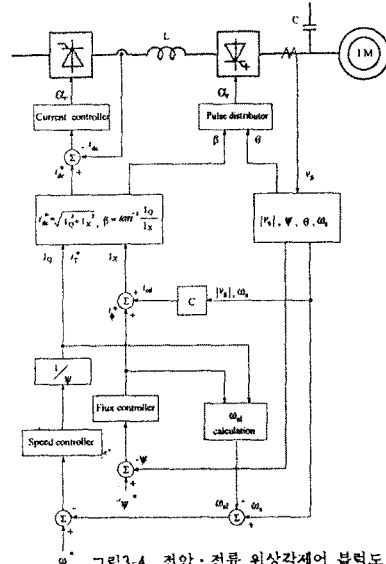


그림3-4 전압·전류 위상각제어 블록도

4. 시뮬레이션 및 실험 파형

시뮬레이션 및 실험에 사용한 유도전동기의 상수는 표 1과 같다.

그림4-1은 동기좌표계에서 캐패시터의 q축 전류로서 0을 기준으로 맥동하고 있다. 그림4-2는 캐패시터 d축 전류로서 그림4-3과 비교하면 부호만이 반대이고 같은 추이를 갖고 있음을 알 수 있다. 그림4-3이 고정자 전압의 주파수와 고정자 입력전압으로 계산한 캐패시터전류 곡선이다. 그림4-4는 전압·전류 위상각제어시 속도 응답 곡선으로 그림4-4 (a)는 속도 지령치이며 그림4-4 (b)는 전동기의 속도응답을 나타낸다. 그림4-5는 본 논문에서 제시한 방법으로 제어한 10Hp 유도전동기의 속도응답 파형이다. 그림4-5에서 위 곡선이 속도 지령치이며 아래 곡선이 전동기의 실제 속도이다. 전동기가 속도지령치를 잘 추종하고 있음을 알 수 있다.

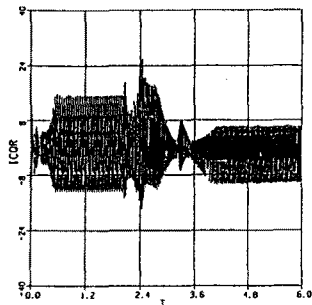


그림4-1 동기좌표계에서 캐패시터 q축 전류

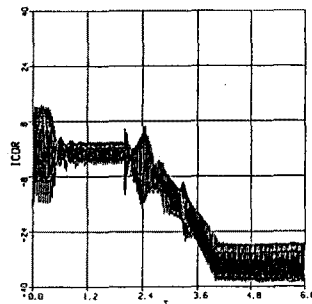


그림4-2 동기좌표계에서 캐패시터 d축 전류

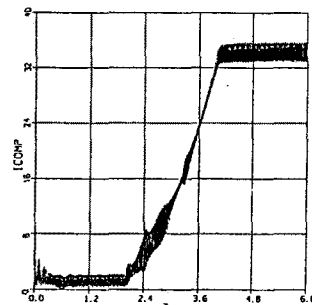


그림4-3 고정자 회전각속도와 전압으로 계산한 캐패시터 전류

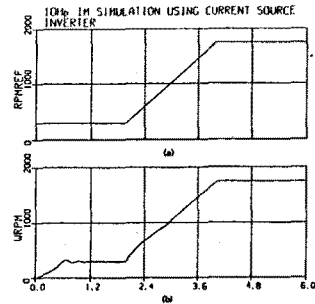


그림4-4 전압·전류 위상각제어시 속도 응답
(a) 속도 지령치 (300 rpm에서 1750rpm까지)
(b) 속도 응답 (300 rpm에서 1750rpm까지)

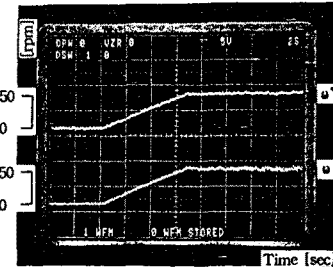


그림4-5 실험 파형

5. 결론

유도전동기의 정밀제어를 위해 사용하는 직접 벡터제어 방식과 본 논문에서 제시한 전압·전류 위상각제어 방식을 시뮬레이션을 통해 설명하고 제시한 제어방식이 벡터제어 방식과 유사함을 알 수 있었다. 또한 실험을 통하여 본 논문에서 제시한 제어 알고리즘이 실제 시스템에서도 잘 부합함을 알 수 있었다.

본 논문에서 제시한 제어 방식을 사용하면 고정자 전압을 기준으로 제어를 행하므로 벡터제어에서 필수적인 회전자 자속의 크기 및 위상을 추정하는 제어루프를 생략할 수 있어 제어의 복잡성을 해소 할 수 있다. 또한 전류형 인버터 시스템에서 출력단 캐패시터의 영향으로 제어시 항상 고려해야 하는 캐패시터 전류의 보상 문제를 고정자의 전압 및 주파수로 계산해서 보상함으로써 벡터제어할 때 보다 간단하게 처리할 수 있다. 또한, 벡터제어에서 저속 운전시 자속의 검출이 어려워 제어가 어려운것 처럼 본 제어알고리즘 또한 저속운전시 고정자 전압이 q축에 정확히 일치 하지 않기 때문에 전압제어 방식으로 가동해야 한다.

참고 문헌

- [1] Joong Ho Song, "Control Characteristics of Current Source Inverter-fed Induction Motor Drives", 박사학위논문, pp. 30-56, 1993
- [2] Jie Zhang, "New approach to field orientation control of a CSI induction motor drive", IEE PROCEEDINGS, Vol.135, Pt.B, No.1, pp. 1-7 JANUARY 1988
- [3] Hirokazu Tajima, "Speed sensorless field-orientation control of the induction machine", IEEE TRANS. ON INDUS. APPL., VOL.29, NO.1, pp.175-180 JANUARY /FEBRUARY 1993
- [4] Joachim Holtz, "Speed estimation and sensorless control of AC drives", IEEE 1993
- [5] Chang-Huan Liu, "Modeling and implementation of a microprocessor-based CSI-fed induction motor drive using field-orientation control", IEEE TRANS. ON INDUS. APPL., VOL.25, NO.4 pp.588-597 JULY/AUGUST 1989

표 1 유도전동기 상수

R_s : 0.164 [Ω]	R_r : 0.137 [Ω]
L_s : 0.023 [H]	L_r : 0.0236 [H]
L_m : 0.0223 [H]	J : 0.25 [kgm^2]
L : 0.04 [H]	C : 600 [μF]