

가변속 구동을 위한 단상 유도전동기의 벡터제어

이득기, 이경주, 정종진\*, 김흥근  
 경북대 전기공학과, \*성덕대학 정보통신과

Vector Control of Single Phase Induction Motor  
 for Variable Speed Drive

Deuk-Kee Lee, Kyung-Joo Lee, Jong-Jin Jung\*, Heung-Geun Kim  
 Kyungpook Nat. Univ, \*Taegu Tech. College

**Abstract** - Vector control of a single phase induction machine(SPIM) is usually employed by mechanical methods than electrical ones. The disadvantage of a SPIM has large noise at the starting. Using auxiliary winding which is only utilized for starting, the SPIM can be controlled with the vector control method. Regarding a auxiliary winding one phase, the SPIM is analyzed by the unsymmetrical two phase motor and phase transformation is unnecessary such as three phase IM. Including a auxiliary winding, SPIM is modeled by mathematical, getting by component of turns ratio with main to auxiliary winding. It will be take with complicated resultant formula, by comparison to symmetrical three phase IM. For using the vector control theory, it must be decoupled of rotor flux and torque component, stator current is controlled and decoupled.

This paper presents a variable-speed control system of SPIM, which to decoupled with flux and torque component and to use machine equivalent circuit referred to rotor, conventionally three phase IM by similar method.

1. 서 론

전동기 응용분야는 대부분 가변속 구동을 필요로 하고, 지금까지의 전동력 관련 연구는 생산 비용과 사용 범위의 제한 때문에 3상 유도 전동기의 고속·고정밀 제어에 치중해 있었다[1]. 그러나 최근들어 단상 유도전동기를 사용하는 전자제품의 보급과 추세에 따라 단상 유도전동기 가변속 제어의 요구가 증대되고 있는 실정이다.

단상 유도전동기는 자체 기동토크를 발생하지 못하기 때문에 보조권선을 사용하여 기동을 하게 된다. 외부 기동장치로 사용되고 있는 커패시터나 원심력 스위치 등은 열악한 환경하에서 사용이 불가능하고 부품 열화에 의한 과손등의 문제점등을 갖고 있다. 이와 같이 단상 유도전동기는 정상 운전시에는 주권선만을 사용하기 때문에 전동기 권선 이용율이 떨어지고, 따라서 전동기의 크기도 3상 유도전동기에 비해 같은 용량인 경우 부피가 상당히 크게 설계되어 있고 토크에도 많은 맥동을 포함하게 된다[2].

전통적으로 단상 유도전동기의 가변속 구동은 트라이액(Triac)이나 역병렬 연결된 SCR을 사용하여 전압제어를 하였으나 이 방법은 전원에 고조파 함유율이 높고 역률이 낮으며 제한된 속도 범위에서만 제어가 가능하다는 문제를 가지고 있다[3-6]. 그 외에도 여러 가지 제어 방법이 있었으나 모두 가변속 구동 범위가 좁거나 제어가 복잡한 단점을 가지고 있다[7].

본 논문에서는 자속성분과 토크성분을 분리하기 위해 회전자속으로 환산한 전동기 등가회로를 도입하여, 단상 유도전동기의 벡터제어에 의한 동특성 향상을 위해

새로운 해석 방법을 제안하였으며, 제안한 해석 방법의 타당성을 검증하기 위해 단상 유도전동기 구동 시스템을 제작하여 실험을 통해서 증명한다.

2. 단상 유도전동기의 등가 모델

2.1 단상 유도전동기의 전압 방정식

2.1.1 복소벡터를 이용한 전압 방정식

단상 유도전동기의 전압방정식을 유도하기 위해서 그림 1과 같이 2상 기준축을 설정한다. 고정자 및 회전자 권선은 정현 분포권으로 되어 있으나, 그림에서는 개념적으로 각 상의 자속축의 중심을 그 상의 기준축으로 나타내었다. 또한 극수는 2, 공간적으로 90° 위상차가 나는 고정자의 주권선(*q* 축, 이하 주권선)과 보조권선(*d* 축, 이하 보조권선)의 유효 권선수는  $N_{as}$ ,  $N_{ds}$ , 회전자 권선은 대칭 2상으로 유효 권선수는  $N_r$ 이라 가정한다.

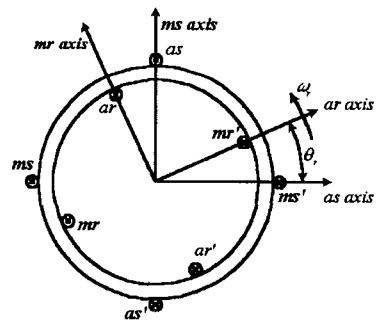


그림 1 단상 유도전동기의 2상 기준축

고정자와 회전자 회로의 전압방정식은 다음과 같다.

$$v_{das} = r_{das} i_{das} + p \lambda_{das} \tag{1}$$

$$v_{dar} = r_r i_{dar} + p \lambda_{dar} \tag{2}$$

단, 여기서  $p$ 는 미분연산자  $d/dt$ 이며, 행렬  $v_{das}$ ,  $r_{das}$ ,

$i_{das}$ ,  $\lambda_{das}$ 는 다음과 같다.

$$v_{das} = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}, r_{das} = \begin{bmatrix} r_{ds} & 0 \\ 0 & r_{qs} \end{bmatrix},$$

$$i_{das} = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}, \lambda_{das} = \begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \end{bmatrix}$$

회전자 변수  $v_{dar}$ ,  $r_r$ ,  $i_{dar}$ ,  $\lambda_{dar}$  역시 같은 방법으로 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{v}_{dqr} = \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{r}_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 \\ 0 & r_r \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{i}_{dqr} = \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\lambda}_{dqr} = \begin{bmatrix} \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix}$$

고정자와 회전자간의 상호 인덕턴스는 회전자 각변위의 함수이므로 상수가 아니다. 또한, 회전자 변수들은 회전자 속도로 회전하는 회전자 좌표계에 대한 것이므로 정지 좌표계로 좌표계를 일치시켜 주어야 한다. 즉, 고정자 변수들은 그대로 두고, 회전자 변수들에는  $e^{j\theta}$  을 곱하여 정지 좌표계로 일치시킨다. 정지 좌표계로 일치시켜 각 축에 대한 전압방정식을 다시 표현하면, 아래식과 같다.

$$v_{ds}^s = r_{ds} i_{ds}^s + p \lambda_{ds}^s \quad (3)$$

$$v_{qs}^s = r_{qs} i_{qs}^s + p \lambda_{qs}^s \quad (4)$$

$$v_{dr}^s = r_r i_{dr}^s + p \lambda_{dr}^s + \omega_r \lambda_{qr}^s \quad (5)$$

$$v_{qr}^s = r_r i_{qr}^s + p \lambda_{qr}^s - \omega_r \lambda_{dr}^s \quad (6)$$

여기서, 위첨자  $s$ 는 정지 좌표계 변수임을 의미하며, 고정자와 회전자의 자속  $\lambda_{ds}^s, \lambda_{qs}^s, \lambda_{dr}^s, \lambda_{qr}^s$ 는 다음과 같다.

$$\lambda_{ds}^s = L_{ds} i_{ds}^s + \frac{N_r}{N_{ds}} L_{m ds} i_{dr}^s \quad (7)$$

$$\lambda_{qs}^s = L_{qs} i_{qs}^s + \frac{N_r}{N_{qs}} L_{m qs} i_{qr}^s \quad (8)$$

$$\lambda_{dr}^s = L_r i_{dr}^s + \frac{N_r}{N_{ds}} L_{m ds} i_{ds}^s \quad (9)$$

$$\lambda_{qr}^s = L_r i_{qr}^s + \frac{N_r}{N_{qs}} L_{m qs} i_{qs}^s \quad (10)$$

### 2.1.2 회전자 축으로 환산한 전압 방정식

고정자의 주권선과 보조권선, 회전자 권선 사이에는 권선비를 포함하고 있으므로 변압기에서와 마찬가지로 회전자를 고정자 축으로 환산함으로써 권선비를 제거할 수 있다. 그러나 고정자 축으로 환산하는 경우 고정자 축 두 권선(주권선, 보조권선)의 권선수가 다르므로 모든 파라미터들이 서로 다른 값들을 갖는다. 그러므로 회전자 축으로 모든 파라미터를 환산하면 다음과 같이 된다.

$$v_{ds}^e = r_{ds} i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e \quad (11)$$

$$v_{qs}^e = r_{qs} i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e \quad (12)$$

$$v_{dr}^e = r_r i_{dr}^e + p \lambda_{dr}^e + \omega_r \lambda_{qr}^e \quad (13)$$

$$v_{qr}^e = r_r i_{qr}^e + p \lambda_{qr}^e - \omega_r \lambda_{dr}^e \quad (14)$$

여기서,

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \quad (15)$$

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \quad (16)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e + L_r i_{dr}^e \quad (17)$$

$$\lambda_{qr}^e = L_m i_{qs}^e + L_r i_{qr}^e \quad (18)$$

그림 2는 식 (11)~(18)를 토대로 정지 좌표계에서의 등가회로를 나타낸 것이다.

그림 2의 등가회로에서 회전자 축에 기전력으로 표시한 부분이 기계적 출력에 해당하며 이 출력은 식 (19)과 같이 표현된다.

$$P_{mech} = \omega_r \lambda_{qr}^s i_{dr}^s - \omega_r \lambda_{dr}^s i_{qr}^s \quad (19)$$

$$= \omega_r L_m (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s)$$

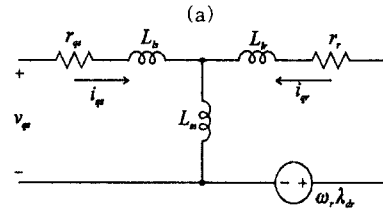
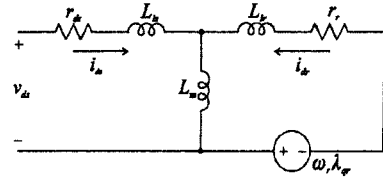


그림 2. 정지 좌표계에서의 단상 유도전동기 등가회로

따라서 전동기의 출력 토크식은 식 (20)과 같다.

$$T_e = \frac{P}{2} L_m (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) \quad (20)$$

### 2.1.3 동기속도 회전좌표계 전압 방정식

정지 좌표계에 대한 단상 유도전동기의 모델에서 고정자 축에는 비대칭 성분을 포함하고 있으므로 그대로 변환이 어렵다. 그래서 고정자 저항의 비대칭 성분을 고려하면

$$i_{ds1}^s = i_{ds}^s \quad (21)$$

$$i_{qs1}^s = k i_{qs}^s$$

여기서  $k = r_{qs} / r_{ds}$  이다.

정지 좌표계 전압 전압방정식의 양변에  $e^{-j\omega_r t}$  를 곱하면 동기속도 회전 좌표계로 변환할 수 있다.

$$v_{ds}^e = r_{ds} i_{ds1}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (22)$$

$$v_{qs}^e = r_{ds} i_{qs1}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (23)$$

$$v_{dr}^e = r_r i_{dr}^e + p \lambda_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e \quad (24)$$

$$v_{qr}^e = r_r i_{qr}^e + p \lambda_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \quad (25)$$

여기서,  $e$  는 앞에서와 같이 동기속도 회전 좌표계임을 의미하고, 자속성분은 다음 식과 같이 된다.

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \quad (26)$$

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \quad (27)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e \quad (28)$$

$$\lambda_{qr}^e = L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e \quad (29)$$

자속의 방정식 형태는 식 (15) ~ (18)과 같으며, 첨자  $e$  를 포함하는 변수가 된다.

동기속도 회전 좌표계에서의 전동기의 출력토크를 구하면, 식 (30)과 같다.

$$T_e = \frac{P}{2} L_m (i_{qs}^e i_{dr}^e - i_{ds}^e i_{qr}^e) \quad (30)$$

이제 회전자 축으로 환산한 전압방정식으로 3상 유도전동기에서와 같이 좌표계에 무관한 기계적 출력과 출력토크를 얻을 수 있다. 또한, 주권선과 보조권선의 권선비  $n$  이 소개되었다.

### 2.1.4 단상 유도전동기의 토크맥동

고정자 권선이 정현 분포권선이라면 어떤 위치  $\theta$ 에서의 기전력은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$F(\theta) = N \cos \theta \quad (31)$$

여기서  $N$ 은 고정자 권선의 유효 권선수이고, 고정자 전류

$$i = I_m \cos \omega t \text{ 라면}$$

$$F(\theta, t) = N I_m \cos \theta \cos \omega t$$

$$= \frac{N I_m}{2} \cos(\omega t - \theta) + \frac{N I_m}{2} \cos(\omega t + \theta)$$

$$= F_f + F_b \quad (32)$$

이다. 여기서  $F_f$  는  $\theta$  방향으로 회전하는 기자력이고,  $F_b$  는 그 반대방향으로 회전하는 기자력 성분이다. 정지시에는 두 방향 토크의 크기가 같아서 기동을 할 수 없지만, 외부 장치들에 의해 기동을 시켜주면 두 토크의 크기가 같지 않게 되어 처음에 회전하기 시작한 방향으로 토크가 발생하게 된다. 그러나 반대방향으로 회전하는 기전력과 자속들은 반대방향으로 회전하면서 2배 동기속도로 서로 교차하게 되어 이들의 상호작용으로 토크에는 전원 주파수의 2배의 맥동이 발생하게 된다(2).

### 3. 실험결과

#### 3.1 시스템의 구성

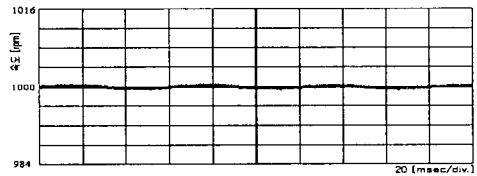
그림 3은 제어 시스템 블록을 나타낸 것이다. 단상 유도전동기를 비대칭 2상 유도전동기로 보고 벡터제어를 수행하므로, 3상을 2상으로 변환하는 블록이 필요 없으며, PWM 전압 지령과 전류 제한 부분에만 권선비를 고려하면 된다. 그리고 여기에 사용된 모든 파라미터들은 모두 회전자 측으로 환산된 값으로 기존 3상 유도전동기 벡터 제어와 유사한 방법으로 제어할 수 있도록 하였다.

단상 유도전동기는 이와 같이 초기 기동이 어렵고, 토크에 맥동을 가지고 있어서 시스템의 성능을 저하시키게 된다. 그러므로 단상 유도전동기를 2상 비대칭 유도전동기로 모델링하고 인버터를 사용한 벡터제어를 행한다면, 회전자계를 발생시킬 수 있으므로 가변속 구동이 가능할 뿐만 아니라 교번자계에 의한 전동기 발생 토크의 맥동 또한 없앨 수가 있게 된다. 그리고 실험에 사용한 단상 유도전동기의 상수는 표 1과 같다.

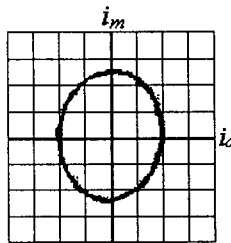
그림 4는 단상 유도전동기의 벡터제어를 위한 인버터 회로도이다. 인버터는 두 개의 암만 존재하고 각 암에 주 권선과 보조권선을 연결한 후 두 권선의 공통 단자를 직류링크의 중점에 연결하였다. 그리고 나머지 한개 암은 입력단 PFC를 위해 사용된다.

표 1. 단상 유도전동기 상수

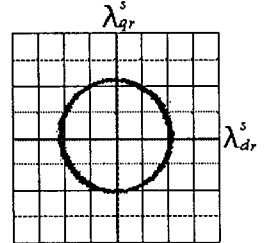
정격출력	0.75 kW	정격전압	220/110 V
극수	4	정격전류	7.5/15 A
정격주파수	60 Hz	정격속도	1710 rpm
기동용 capacitor	400 $\mu$ F	$n$	0.74
$r_{gs}$	0.416 $\Omega$	$L_s$	56.411 mH
$r_{ds}$	1.197 $\Omega$	$L_m$	52.322 mH
$r_r$	0.646 $\Omega$	$L_r$	53.146 mH



(a)



(b)



(c)

그림 5. 정상상태 특성

(a) 속도 (b) 고정자 전류 (c) 회전자 자속

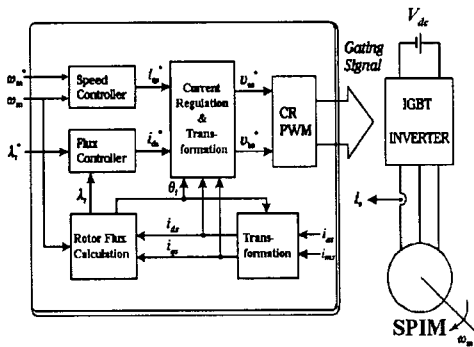


그림 3. 단상 유도전동기 벡터제어 블록도

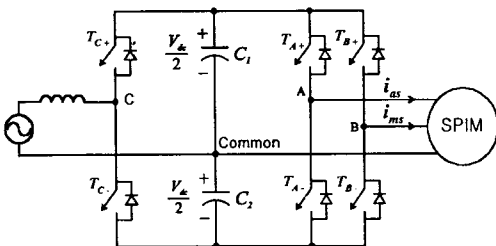
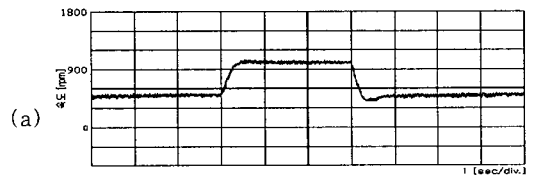
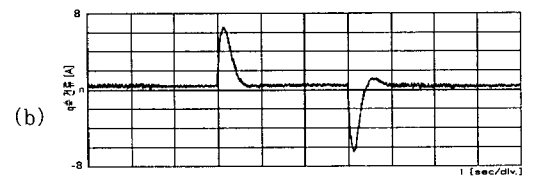


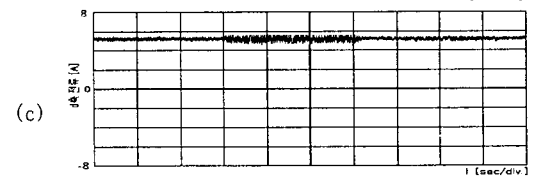
그림 4. 단상 유도전동기 전력회로



(a)



(b)



(c)

그림 6. 속도가변시 응답파형

(a) 속도 응답 (b) q축 전류 (c) d축 전류

### 3.2 실험결과

그림 5는 1000rpm으로 운전 중일때의 파형으로, (a)는 속도 파형으로 양호한 특성을 가지고 제어되고 있다. (b)와 (c)는 전동기 입력전류와 고정자측에서 회전자 자속의 리사주 파형으로 고정자 권선이 비대칭이므로 입력전류는 타원으로 나타나지만 자속은 대칭인 원으로 나타남을 볼 수 있다. 그림 6은 무부하에서 500 → 1000 → 500rpm으로 속도지령이 바뀌더라도 d축 전류는 일정하게 제어되고 q축 전류에 의해 속도 가변이 이루어지고 있음을 알 수 있다.

그림 7의 (a)~(c)는 콘덴서 기동형 단상 유도전동기를 제어하지 않고 전전압으로 기동했을 때 부하를 가변하며 토크메타로 측정한 토크 파형이고, (d)~(f)는 벡터제어 했을때의 앞과 동일한 조건 파형이다. 그림 8은 그림 7의 (a), (d)를 주파수 분석한 파형이며, 그림 9는 그림 7을 주파수 분석하여 회전주파수 성분과 전원 2배 주파수 성분만을 나타낸 그림이다. 제어 했을 때 토크 맥동이 많이 작아진 것을 볼 수 있으며, 제어가 발생하는 토크 맥동의 대부분은 전동기-발전기 세트의 축이 일치하지 않아서 발생한 30Hz 성분을 알 수 있다. 그리고 그림 10은 각 부하별 토크 맥동을 나타낸 그림으로 맥동율에서도 벡터제어의 성능이 우수함을 알 수 있다.

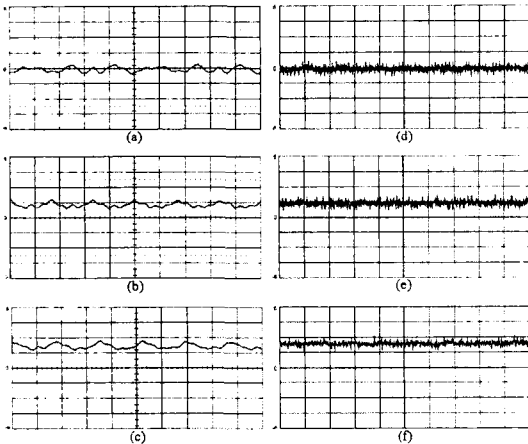


그림 7. 부하에 따른 전동기 발생토크 (a~c) 전전압 기동 (d~f) 벡터제어 (a,d) 무부하 (b,e) 36% 부하 (c,f) 60% 부하

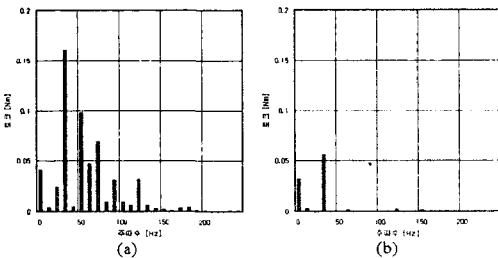


그림 8. 무부하시 발생토크 주파수 분석 파형 (a) 전전압 기동 (b) 벡터제어

### 4. 결 론

본 논문은 단상 유도전동기의 벡터제어 시스템을 구현하여 초기 기동은 물론 전체 속도 영역에서의 가변속 구동을 이루었으며, 단상 유도전동기에서 발생하는 토크 맥동을 상당히 줄일 수가 있었다. 회전자 측으로 환산한 전

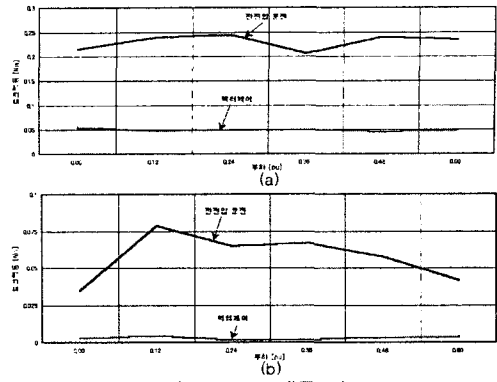


그림 9. 토크 맥동 비교 (a) 회전주파수 성분 (b) 전원 2배 주파수 성분

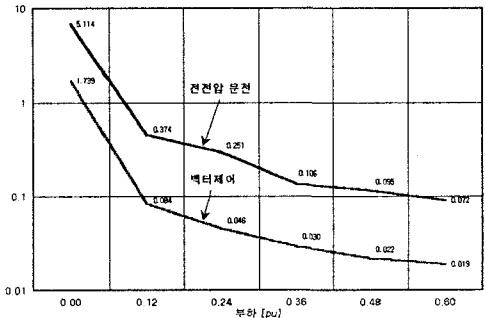


그림 10. 토크 맥동율 비교

동기 모델을 제시하여 더욱 간소화된 단상 유도전동기의 가변속 구동 시스템을 구현하였으며, 기존의 릴레이식 제어와 비교하여 연속적인 구동이 가능하고, 빠른 응답과 향상된 토크 성능을 보여줌으로 고급화, 고성능화 되어가는 가전제품에 적용이 가능하다.

### (참 고 문 헌)

- [1] "Residential Heating Ventilation and Air Conditioning Research Workshop," EPRI report, EM-5398, and EM-5300, 1987
- [2] P. C. Sen, "Principles of Electric Machines and Power Electronics," John Wiley & Sons, 2nd Edition, 1997
- [3] M. F. Rahman, and L. Zhong, "A Current-Forced Reversible Rectifier Fed Single-Phase Variable Speed Induction Motor Drive", IEEE PESC, pp. 114-119, 1996.
- [4] M. F. Rahman, L. Zhong and S. Y. R. Hui, "A Single-Phase, Regenerative, Variable Speed Induction Motor Drive with Sinusoidal Input Current", EPE'95, pp. 3.777-3.780, 1995.
- [5] C. B. Jacobina, M. B. R. Correa, E. R. C da Silva and A. M. N. Lima, "Induction Motor Drive System for Low-Power Applications", IEEE Tran. on Ind. App. Vol. 35, No. 1, Jan/Feb, 1999.
- [6] P. Enjeti and A. Rahman, "A New Single Phase to Three Phase Converter with Active Input Current Shaping for Low Cost AC Motor Drives," IAS-90, pp. 935-942, 1990.
- [7] E. R. Collins Jr., H. B. Puttgen and W. E. Sayle II, "Single Phase Induction Motor Adjustable Speed Drive: Direct Phase Angle Control of the Auxiliary Winding Supply," IEEE IAS-88, pp. 246-252, 1988.