

단상 유도전동기의 속도제어 시스템

論 文

50B-5-4

Speed Control System of Single Phase Induction Motor

李 得 著* · 李 敬 柱** · 金 興 根***

(Deuk-Kee Lee · Kyung-Joo Lee · Heung-Geun Kim)

Abstract - Until recent years, most of the researches for motor drives focus on the high performance drive of the three phase induction motor, and that of the single phase induction motor(SPIM) is out of interest. The SPIM is widely used at low power level because it has the simple construction and economic advantage. In general such machine has both main winding and auxiliary winding. Conventionally, these winding are fed by only one single phase source, and the speed of the motor is not controlled.

The SPIM with an auxiliary winding can be treated as an asymmetrical two phase machine. In this paper the space vector equivalent circuit of the SPIM is derived. For vector control of the SPIM the stator current must be decoupled into the flux producing component and the torque producing component. To accomplish decoupling control, the conventional method requires complex calculation and large computation time. We proposed the equivalent circuit referred to the rotor side, in this case only the stator resistances in the direct axis and the quadrature axis are different each other and the other parameters are represented to be equal. Thus the decoupling of the stator current is similar to that of the three phase induction motor.

In this paper, the novel vector control system of the single phase induction motor is proposed. To verify the feasibility of this scheme, simulation and experimentation are carried out. The results prove the excellent characteristics for the dynamic response, which confirms the validity of the proposed system.

Key Words : Single Phase Induction Motor, Vector Control, Main Winding, Auxiliary Winding

1. 서 론

산업의 발달로 산업체는 물론이고 가정과 그 밖에 대부분의 장소에서 전동기가 많이 사용되며 3상 전원을 사용할 수 없는 가정이나 사무실 등에는 구조가 간단하고 저렴한 단상 유도전동기가 사용되고 있다^[1]. 이러한 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. 그러나 최근 들어 단상 유도전동기를 사용하는 전자제품의 고급화 추세에 따라 단상 유도전동기 가변속 제어의 요구가 증대되고 있는 실정이다. 일반적으로 단상 유도전동기의 가변속 구동은 트라이액(Triac)이나 SCR을 사용한 전압제어법을 사용하였으나, 전원 전류의 고조파 함유율이 높고, 역률이 낮으며, 제한된 속도 범위에서만 제어가 가능하다는 문제를 갖고 있다^[2-4].

1988년 E. R. Collins Jr. 등에 의해 제안된 단상 유도전동

기의 속도제어 방법은 주권선에는 상용전압을 그대로 인가하고, 보조권선에 단상 전브리지 인버터를 사용하여 보조권선에 인가되는 전압과 전류를 제어하는 방식으로 기동토크가 작고 정역전 절환시 외부 스위치가 필요하며, 기동을 위한 커패시터나 원심력 스위치 등을 그대로 사용하고 있다^[4,5].

1993년 D. G. Holmes 등이 제시한 3상 인버터에 의한 단상 유도전동기 제어법은 주권선과 보조권선의 권선수 차이에 의한 비대칭성을 고려하기 위해 단상 유도전동기를 비대칭 3상기로 취급하였는데 속도제어 범위가 정격의 70%이하로 제한된다^[6].

1998년 M. B. R. Correa 등은 반브리지 단상 인버터를 사용하여 비대칭 2상 유도전동기로 보고 벡터제어를 수행하였으나, 회전자 측 전동기 파라미터를 비대칭인 고정자 측으로 환산한 등가회로를 사용함으로써 수식이 매우 복잡해지고 원활한 제어를 위해서는 고속, 고정도의 제어시스템을 사용해야 하는 단점이 있다^[7].

기동시에만 사용하는 보조권선을 정상상태에서도 사용함으로써 권선 이용율을 향상시키는 벡터제어의 원리를 제시한다. 즉 보조권선을 하나의 상으로 취급하면 단상 유도전동기를 불평형 2상 유도전동기로 볼 수 있고, 이에 따라 모델링하여 해석하면 3상 유도전동기의 벡터제어시 수반되는 3상을 2상으로 변환하는 상변환이 필요 없게 된다. 자속성분과 토크

* 正 會 員 : 龜尾1大 電氣科 傳任講士 · 工博

** 正 會 員 : 慶北大 電氣學科 博士課程

*** 正 會 員 : 慶北大 電子電氣工學部 正教授 · 工博

接受日字 : 2000年 11月 28日

最終完了 : 2001年 1月 8日

성분을 분리하기 위해 회전자 측으로 환산한 전동기 등가회로를 도입하여 3상 유도전동기와 유사한 방법으로 속도제어할 수 있는 단상 유도전동기의 벡터제어를 제안한다. 제안한 단상 유도전동기의 벡터제어법을 적용하면 단상 유도전동기의 교번자계에 의해 나타나는 토크 맥동을 줄일 수 있다.

본 논문에서는 한 개의 IPM으로 PFC(Power Factor Correction)와 단상 유도전동기 가변속 제어 모두를 이룰 수 있는 시스템을 제시하고, 단상 유도전동기의 벡터제어에 의한 동특성 향상을 위해 새로운 해석 방법을 제안하였으며, 1마력급 단상 유도전동기 구동 시스템을 제작하여 실험을 통해서 제안한 해석 방법의 타당성을 입증하였다.

2. 단상 유도전동기의 등가 모델

단상 유도전동기를 비대칭 2상기로 해석하기 위해서 다음과 같이 가정한다. 회전자는 농형 회전자로 등가 대칭 2상 권선으로 간주하여 유효 권선수가 N_r 인 정현 분포권으로 되어 있으며, 고정자측은 주권선(qs 축)과 보조 권선(ds 축)이 유효 권선수는 N_{qs} , N_{ds} 로 다르지만 공간적으로 90° 떨어져 정현 분포권으로 감겨 있는 비대칭 2상기로 가정한다.

비대칭 2상 유도전동기로 간주하여, 단상 유도전동기를 정지 좌표계에서 고정자측으로 환산하여 모델링하면 식(1) ~ 식(4)와 같다.

$$v_{ds} = r_{ds}i_{ds} + p\lambda_{ds} \quad (1)$$

$$v_{qs} = r_{qs}i_{qs} + p\lambda_{qs} \quad (2)$$

$$v_{dr} = r_{dr}i_{dr} + p\lambda_{dr} + \frac{N_{ds}}{N_{qs}}\omega_r\lambda_{qr} \quad (3)$$

$$v_{qr} = r_{qr}i_{qr} + p\lambda_{qr} - \frac{N_{qs}}{N_{ds}}\omega_r\lambda_{dr} \quad (4)$$

단, 여기서 쇄교 자속은 다음과 같다.

$$\lambda_{ds} = L_{lds}i_{ds} + L_{md}(i_{ds} + i_{dr}) = L_{ds}i_{ds} + L_{md}i_{dr} \quad (5)$$

$$\lambda_{qs} = L_{lqs}i_{qs} + L_{mq}(i_{qs} + i_{qr}) = L_{qs}i_{qs} + L_{mq}i_{qr} \quad (6)$$

$$\lambda_{dr} = L_{ldr}i_{dr} + L_{md}(i_{dr} + i_{ds}) = L_{dr}i_{dr} + L_{md}i_{ds} \quad (7)$$

$$\lambda_{qr} = L_{lqr}i_{qr} + L_{mq}(i_{qr} + i_{qs}) = L_{qr}i_{qr} + L_{mq}i_{qs} \quad (8)$$

여기서, v_{ds} , v_{qs} , v_{dr} , v_{qr} , i_{ds} , i_{qs} , i_{dr} , i_{qr} 은 고정자 및 회전자의 전압과 전류, p 는 미분 연산자, λ_{ds} , λ_{qs} , λ_{dr} , λ_{qr} 은 고정자와 회전자 쇄교 자속, r_{ds} , r_{qs} , r_{dr} , r_{qr} 은 각각의 저항, L_{ds} , L_{qs} , L_{dr} , L_{qr} , L_{md} , L_{mq} , L_{lds} , L_{lqs} , L_{ldr} , L_{lqr} 는 고정자 및 회전자의 자기 인덕턴스, 자화 인덕턴스, 누설 인덕턴스를 나타내며, ω_r 은 회전자 각속도를 나타낸다.

3. 단상 유도전동기의 벡터제어

3상 유도전동기의 경우 회전자 자속벡터를 동기속도 회전 좌표계의 d 축에 일치시키면 고정자 전류를 자속성분과 토크 성분으로 분리할 수 있다. 그러나, 단상 유도전동기의 경우 주권선과 보조권선의 비대칭으로 인해 자속성분과 토크성분

으로 분리하기 위한 또 다른 대책이 마련되어야 한다. 본 논문에서는 회전자 측으로 환산한 등가회로를 도입하여, 간단하게 벡터제어를 구현하는 방법을 제시하였다.

3.1 정지 좌표계에서의 회전자측 환산 등가회로

고정자 측 환산 등가회로의 경우 모든 파라미터들이 서로 다른 값을 갖는다. 회전자 측으로 환산하기 위해서 식(1) ~ 식(8)을 주권선과 보조권선의 권선비($n = N_{qs} / N_{ds}$)를 고려하여 식을 변형시키면 다음과 같다.

$$v_{ds}^r = r_{ds}^r i_{ds}^r + p\lambda_{ds}^r \quad (9)$$

$$v_{qs} = r_{qs}i_{qs} + p\lambda_{qs} \quad (10)$$

$$v_{dr}^r = r_{dr}^r i_{dr}^r + p\lambda_{dr}^r + \omega_r\lambda_{qr} \quad (11)$$

$$v_{qr} = r_{qr}i_{qr} + p\lambda_{qr} - \omega_r\lambda_{dr}^r \quad (12)$$

$$\lambda_{ds}^r = (L_{lqs} + L_{mq})i_{ds}^r + L_{mq}i_{dr}^r \quad (13)$$

$$\lambda_{qs} = (L_{lqs} + L_{mq})i_{qs} + L_{mq}i_{qr} \quad (14)$$

$$\lambda_{dr}^r = (L_{lqr} + L_{mq})i_{dr}^r + L_{mq}i_{qs} \quad (15)$$

$$\lambda_{qr} = (L_{lqr} + L_{mq})i_{qr} + L_{mq}i_{qs} \quad (16)$$

여기서, 윗첨자 r 은 회전자 측으로 환산한 값을 의미한다. 권선비를 고려한 변환에서 전동기의 파라미터는 다음과 같게 된다.

$$\frac{L_{lqs}}{L_{lds}} = \frac{r_{qr}}{r_{dr}} = \frac{L_{lqr}}{L_{ldr}} = \frac{L_{mq}}{L_{md}} = \left(\frac{N_{qs}}{N_{ds}}\right)^2 = n^2 \quad (13)$$

$$L_{lqs} = L_s, L_{mq} = L_m, r_{dr} = r_{qr} = r_r, L_{lqr} = L_{lr} \quad (14)$$

$$L_s = L_s + L_m, L_r = L_{lr} + L_m \quad (15)$$

식(9) ~ 식(12)까지를 윗첨자 r 을 생략하고 식(13) ~ 식(15)의 관계를 이용하여 다시 정리하면 다음과 같다.

$$v_{ds} = r_{ds}i_{ds} + p\lambda_{ds} \quad (16)$$

$$v_{qs} = r_{qs}i_{qs} + p\lambda_{qs} \quad (17)$$

$$v_{dr} = r_r i_{dr} + p\lambda_{dr} + \omega_r\lambda_{qr} \quad (18)$$

$$v_{qr} = r_r i_{qr} + p\lambda_{qr} - \omega_r\lambda_{dr} \quad (19)$$

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (20)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (21)$$

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \quad (22)$$

$$\lambda_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \quad (23)$$

그럼 1은 식(16) ~ 식(23)을 토대로 정지 좌표계에서의 등가회로로 나타낸 것이다.

3.2 동기속도 회전 좌표계 전압방정식

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

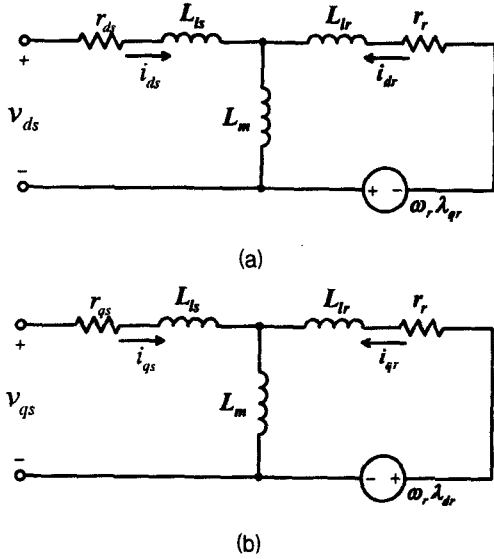


그림 1 정지 좌표계에서 단상 유도전동기의 등가회로 (a) d축 (b) q축
 Fig. 1. Equivalent circuit of SPIM for stationary coordinate. (a) d-axis (b) q-axis

$$\begin{aligned} i_{ds1} &= i_{ds} \\ i_{qs1} &= k i_{qs} \end{aligned} \quad (24)$$

여기서 $k = r_{qs} / r_{ds}$ 으로, 정지 좌표계 전압 방정식 식(16), 식(17)은 식(25), 식(26)로 나타낼 수 있다.

$$v_{ds} = r_{ds} i_{ds1} + p \lambda_{ds} \quad (25)$$

$$v_{qs} = r_{ds} i_{qs1} + p \lambda_{qs} \quad (26)$$

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

$$v_{ds}^e = r_{ds} i_{ds1}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (27)$$

$$v_{qs}^e = r_{ds} i_{qs1}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (28)$$

$$v_{dr}^e = r_r i_{dr}^e + p \lambda_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e \quad (29)$$

$$v_{qr}^e = r_r i_{qr}^e + p \lambda_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \quad (30)$$

여기서, 윗첨자 e 는 앞에서와 같이 동기속도 회전 좌표계를 의미하고, 자속성분은 식(31) ~ 식(34)와 같다.

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \quad (31)$$

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \quad (32)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e \quad (33)$$

$$\lambda_{qr}^e = L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e \quad (34)$$

동기속도 회전 좌표계에서의 전동기의 기계적 출력과 출력토크를 구하면, 다음 식과 같다.

$$P_{mech} = \omega_r L_m (i_{qs}^e i_{dr}^e - i_{ds}^e i_{qr}^e) \quad (35)$$

$$T_e = \frac{P}{\omega} = \frac{P}{2} L_m (i_{qs}^e i_{dr}^e - i_{ds}^e i_{qr}^e) \quad (36)$$

이제 회전자측 환산 전압방정식으로 주권선과 보조권선의 권선비 n 이 소거되었으며, 3상 유도전동기에서와 같이 좌표계에 무관한 기계적 출력과 출력토크를 얻을 수 있다.

3.3 단상 유도전동기의 벡터제어

단상 유도전동기의 동기속도 회전 좌표계 전압 방정식이 3상 유도전동기의 방정식과 동일하게 되었으므로 동기속도 회전 좌표계의 실축(d축)을 회전자자속 벡터와 일치시키면 고정자 전류를 자속성분과 토크성분으로 분리하여 독립적으로 제어할 수 있다. 단상 유도전동기의 토크성분과 자속성분을 표현하면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e i_{qs}^e \quad (37)$$

$$\tau_r p \lambda_{dr}^e + \lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e \quad (38)$$

일반적으로 정격속도 이하의 정토크 영역에서는 회전자 자속을 일정하게 유지하면 식(37)에서 알 수 있듯이, 고정자 q 축 전류를 조절함으로써 순시토크의 속도제어 특성을 얻을 수 있다. 즉, 고정자 q 축 전류 제어에 의해 전동기의 토크 제어가 가능하게 된다.

이제 슬립상수 ω_{sl} 을 표현하면 다음과 같다.

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r = \frac{i_{qs}^e}{\tau_r i_{mr}} \quad (39)$$

4. 시뮬레이션

4.1 시뮬레이션 방법

제시한 단상 유도전동기의 벡터제어 기법을 검증하고, 향상된 동특성을 확인하기 위하여 회전자 측으로 환산한 단상 유도전동기의 전압방정식 모델을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용한 전동기의 정격과 상수값은 표 1과 같으며, 이 값은 실험에 사용한 전동기를 단상 유도전동기의 정수산정법으로 구속 시험과 무부하 시험에 의해 측정하고 계산한 값이다^[8,9]. 그림 2는 단상 유도전동기의 간접 벡터제어를 위한 전체 시스템 블록도를 나타내며, 시뮬레이션은 ACSL과 SIMULINK를 사용하여 수행하였다, 스위칭 주파수는 10 kHz, 전류제어기와 속도제어기의 샘플링 주기는 100 μ s, 500 μ s이고, 자속제어기 샘플링 주기는 1 ms 로 설정하였으며, 모든 제어기는 PI 제어기로 구성하였다.

4.2 시뮬레이션 결과와 검토

벡터제어 시와 그렇지 않을 때를 비교하기 위해 그림 3은 커패시터 기동형 단상 유도전동기의 비대칭 2상 전전압 기동

표 1 단상 유도전동기의 정수와 정격

Table 1. Parameters and rating of single-phase induction motor

| | | |
|-------------|-------------|----------------|
| 출력 | P_o | 0.75 kW |
| 정격전압 | V_{rat} | 220/110 V |
| 정격전류 | I_{rat} | 7.5/15 A |
| 극수 | P | 4 |
| 정격속도 | N_{rat} | 1710 rpm |
| 정격주파수 | f_{rat} | 60 Hz |
| 효율 | η | 0.63 |
| 기동용 커패시터 | C_{start} | 400 μ F |
| 고정자 주권선 저항 | r_{as} | 0.416 Ω |
| 고정자 보조권선 저항 | r_{ds} | 1.197 Ω |
| 회전자 저항 | r_r | 0.646 Ω |
| 고정자 자기 인덕턴스 | L_s | 56.411 mH |
| 회전자 자기 인덕턴스 | L_r | 53.146 mH |
| 상호 인덕턴스 | L_m | 52.322 mH |
| 권선비 | n | 0.74 |

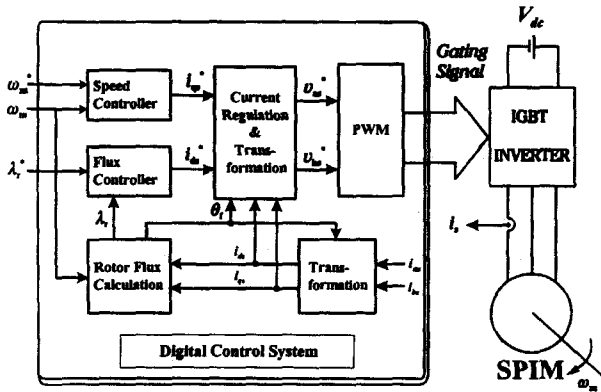


그림 2 제어 시스템의 구성도
Fig. 2 Schematic of control system.

특성을, 그림 4는 벡터제어시 기동 특성을 나타낸 것이다. (a)와 (b)는 고정자의 동기속도 회전좌표계 d, q축 전류이며, (c)와 (d)는 속도와 토크 파형이다. 비제어시 단상 유도전동기는 비대칭 2상 전동기이므로 정상상태에서 직류값이 아니라 전원 주파수의 2배 맥동을 포함하고 있으며, 제어시에는 기동이 빨리 이루어지며 맥동이 없이 부드럽게 제어되고 있음을 보여준다. 그림 5는 1000rpm에서 -1000rpm으로 회전 방향을 바꿨을 때의 파형이며, 시뮬레이션에 의해 벡터제어를 함으로써 양호한 전동기 응답을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

5. 실험 결과

5.1 실험장치의 구성

본 연구에서 제시한 단상 유도전동기의 가변속 구동을 위한 벡터제어 기법의 성능을 검증하고, 향상된 동특성을 확인하기 위하여 그림 6과 같은 시스템을 구성하여 실험을 수행하였다. 기본적인 구성은 시뮬레이션에서 사용한 1마력급의

단상 유도전동기 - 발전기 세트와 전동기의 전력을 공급하는 전력변환장치, 그리고 단상 유도전동기의 가변속 제어를 위한 인버터 제어회로와 컴퓨터로 되어 있다.

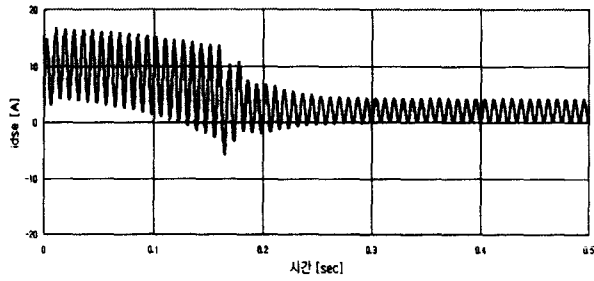
전력회로는 그림 7과 같이 반도체 스위치 두 개를 사용하여 승압형(Boost) 반브리지 교류-직류 변환기를 구성하고, 2상 인버터는 실제 단상 반브리지 인버터 두 개로 구성되어 있으며, 전체 시스템에서 사용하는 스위치는 6개가 되어 3상 유도전동기 제어시 사용하는 3상 인버터 1대로 교류-직류, 직류-교류의 두 단계를 모두 이룰 수 있게 된다. 실험에서는 IPM(Intelligent Power Module) 1개를 사용하였다.

5.2 실험 결과와 검토

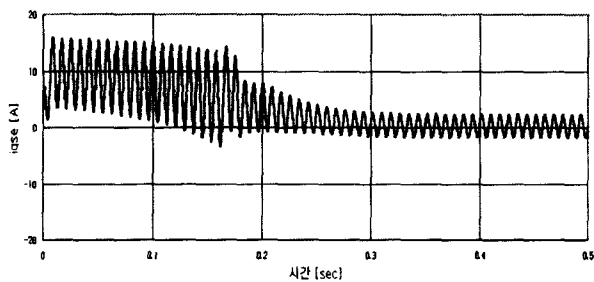
그림 8은 500 rpm의 속도에서 속도 지령을 1000 rpm으로 계단 변화 시켰을 때의 파형이다. (a)의 속도지령에 의해 (b)처럼 약 200 msec의 도달시간을 가지고 기준값을 따라감을 보여준다. (c)는 토크, (d)는 자속 파형으로서 속도지령이 바뀌는 순간 토크가 제어되어 기준속도를 추종하며 자속은 거의 일정하게 유지됨을 볼 수가 있다. (e)와 (f)는 전동기 입력 전류 파형으로서 속도 변화시에 큰 전류가 흐르고 주파수는 속도에 비례하게 된다.

그림 9는 전동기의 정·역 운전 특성을 알아보는 것으로 회전 방향이 바뀌는 동안에 나타나는 현상을 보인다. (a)는 1000 rpm에서 -1000 rpm으로 속도가 제어되고 있는 것을 볼 수 있고, (b)는 이때의 전동기 발생 토크 파형이다. (c)와 (d)는 전동기 입력 전류 파형으로 전동기 회전 방향이 양에서 음으로 바뀌는 순간 전류의 위상도 같이 바뀔을 알 수 있다.

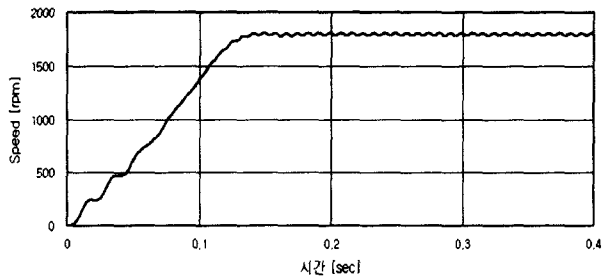
단상 유도전동기에서는 교번자계의 영향으로 전원 주파수의 2배 토크 맥동이 항상 발생하게 된다. 그러나 벡터제어를 수행하게 되면 회전자계를 만들 수 있으므로 이 성분을 없앨 수 있다. 단상 유도전동기의 토크 맥동을 비교하기 위해 커패시터 기동형 단상 유도전동기를 제어하지 않고 전전압 운전했을 때와 1800rpm으로 단상 유도전동기의 벡터제어를 수행했을 때 부하를 바꿔가며 전동기 발생 토크를 측정하였다. 그림 10은 커패시터 기동형 단상 유도전동기를 제어하지 않고 전전압 운전했을 때 부하에 따른 전동기의 발생 토크를 측정하고, 그림 11은 단상 유도전동기의 벡터제어를 수행했을 때 부하에 따른 토크 파형으로, 이 파형들에는 토크측정시 인버터의 스위칭 잡음이 포함되어 있다. 그림 12는 그림 10과 그림 11을 FFT분석하여 회전 주파수와 전원 주파수 2배의 토크 맥동 성분만을 비교한 그림이다. 벡터제어를 수행한 경우와 그렇지 않은 경우를 비교하면, 제어를 하지 않았을 때에 회전 주파수와 전원 주파수 2배의 토크 맥동 그리고 토크 맥동이 크게 나타남을 볼 수 있다. 여기서 회전 주파수의 맥동이 다른 주파수 보다 크게 나타나는 것은 전동기-발전기 세트 실험장치의 축이 완전하게 맞지 않아서 나타나는 성분이며 이 경우에도 벡터제어를 수행하면 토크 맥동이 많이 줄어드는 것을 알 수 있다. 그리고 그림 13은 벡터제어를 수행한 경우와 그렇지 않은 경우의 토크 맥동을 비교하는 파형이다. 맥동율은 직류성분에 대한 교류성분의 비로 정의할 수 있는데, 부하가 증가할수록 감소하며, 벡터제어를 수행함으로써 토크 맥동율이 1/5 ~ 1/3로 감소한 것을 볼 수 있다.



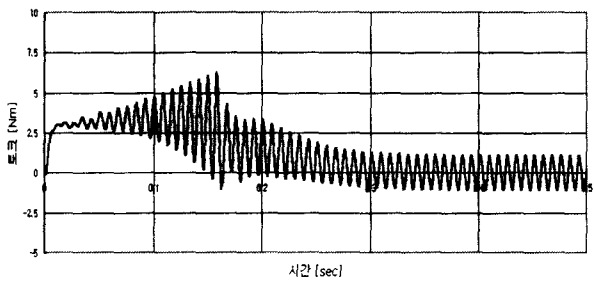
(a)



(b)



(c)



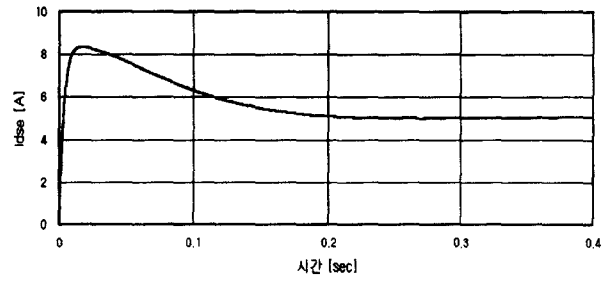
(d)

그림 3 비대칭 2상 전전압 기동 특성

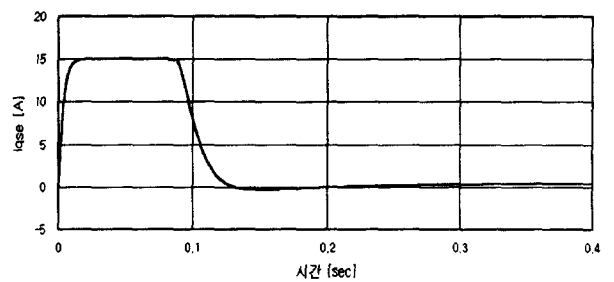
(a) d축 전류 (b) q축 전류 (c) 속도 (d) 토크

Fig. 3 Free acceleration starting characteristics of asymmetrical two phase

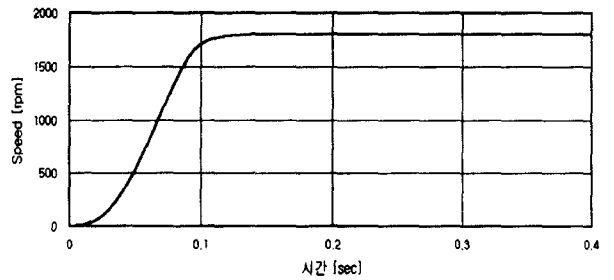
(a) d-axis current (b) q-axis current (c) speed (d) torque



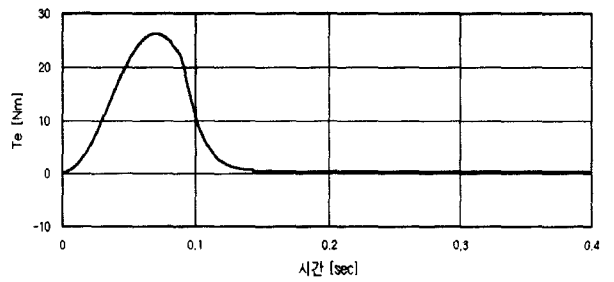
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 4 벡터제어시 기동 특성

(a) d축 전류 (b) q축 전류 (c) 속도 (d) 토크

Fig. 4 Starting characteristics of vector control

(a) d-axis current (b) q-axis current (c) speed (d) torque

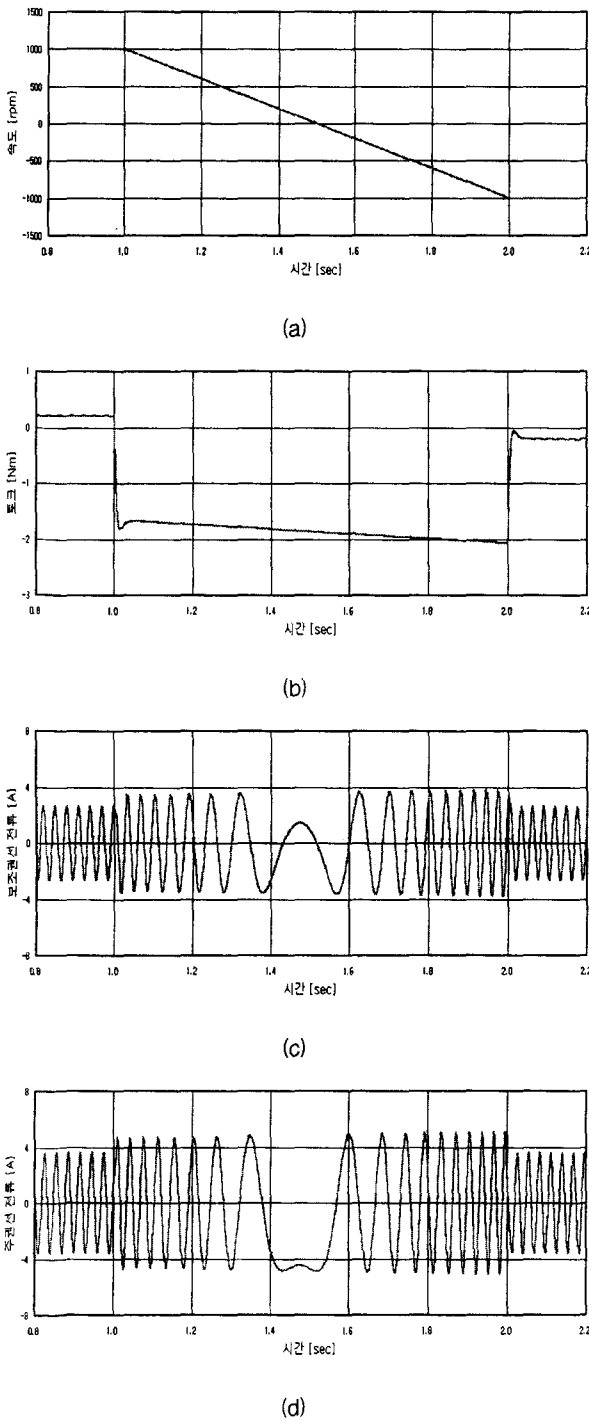


그림 5 정·운전 시의 응답 특성
 (a) 전동기 속도 (b) 전동기 발생 토크 (c) a상 전류 (d) m상 전류
 Fig. 5 Response characteristics for forward-backward operation
 (a) speed (b) torque (c) a-phase current (d) m-phase current

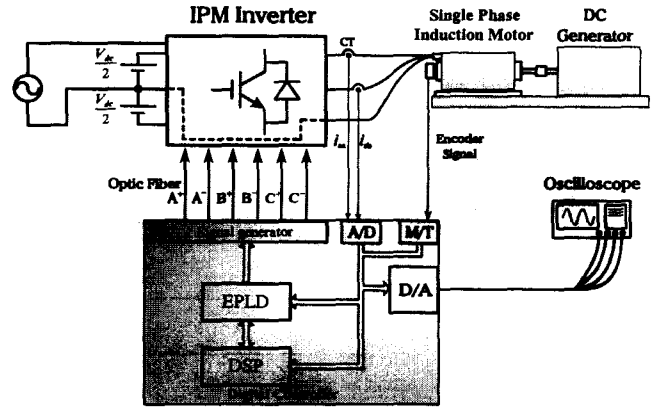


그림 6 전체 시스템 구성도
 Fig. 6 Schematic of the whole system.

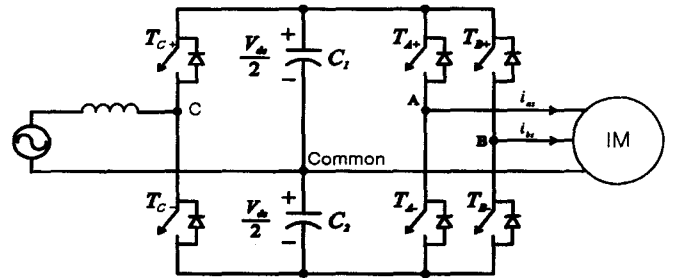


그림 7 전력회로
 Fig. 7 Power stage circuit.

6. 결 론

저전력 분야에 이용되는 단상 유도전동기는 주권선만으로는 기동토크를 발생시키지 못하기 때문에 기동을 위해 보조 권선을 사용한다. 그러나 이 보조권선은 기동시에만 사용되므로 전동기 권선 이용율이 떨어지며, 기동이 된 후에는 교번 자계에 의해 토크맥동이 크게 나타나게 된다. 본 논문에서는 기동시에만 사용되는 보조권선을 정상상태에서도 사용하는 단상 유도전동기의 가변속 구동 시스템을 제안하였다. 시뮬레이션을 통하여 단상 유도전동기의 가변속 구동의 가능성을 확인하였고, 1마력급 단상 유도전동기 구동 시스템을 제작하여 실험을 통해 제안한 방법의 타당성과 유용성을 입증하였다.

단상 유도전동기의 가변속 구동을 위한 벡터제어 시스템을 구현하기 위해서는 회전자 자속에 일치시킨 동기속도 회전좌표계에서의 전동기 등가모델을 실현해야 한다. 단상 유도전동기에서 기동시에만 사용하는 보조권선을 한 개의 상으로 보면 단상 유도전동기는 비대칭 2상 유도전동기로 볼 수 있으나 기존의 대칭 3상 유도전동기 모델과 유사한 방법으로 전동기의 모든 변수와 정수를 고정자 축으로 환산하면 주권선과 보조권선의 비대칭 영향으로 동기속도 회전좌표계 전동기 모델 방정식을 얻을 수가 없게 된다. 그렇지만 정지 좌표계의 두 개의 전압 방정식에서 회전자 축 변수들은 모두 동일

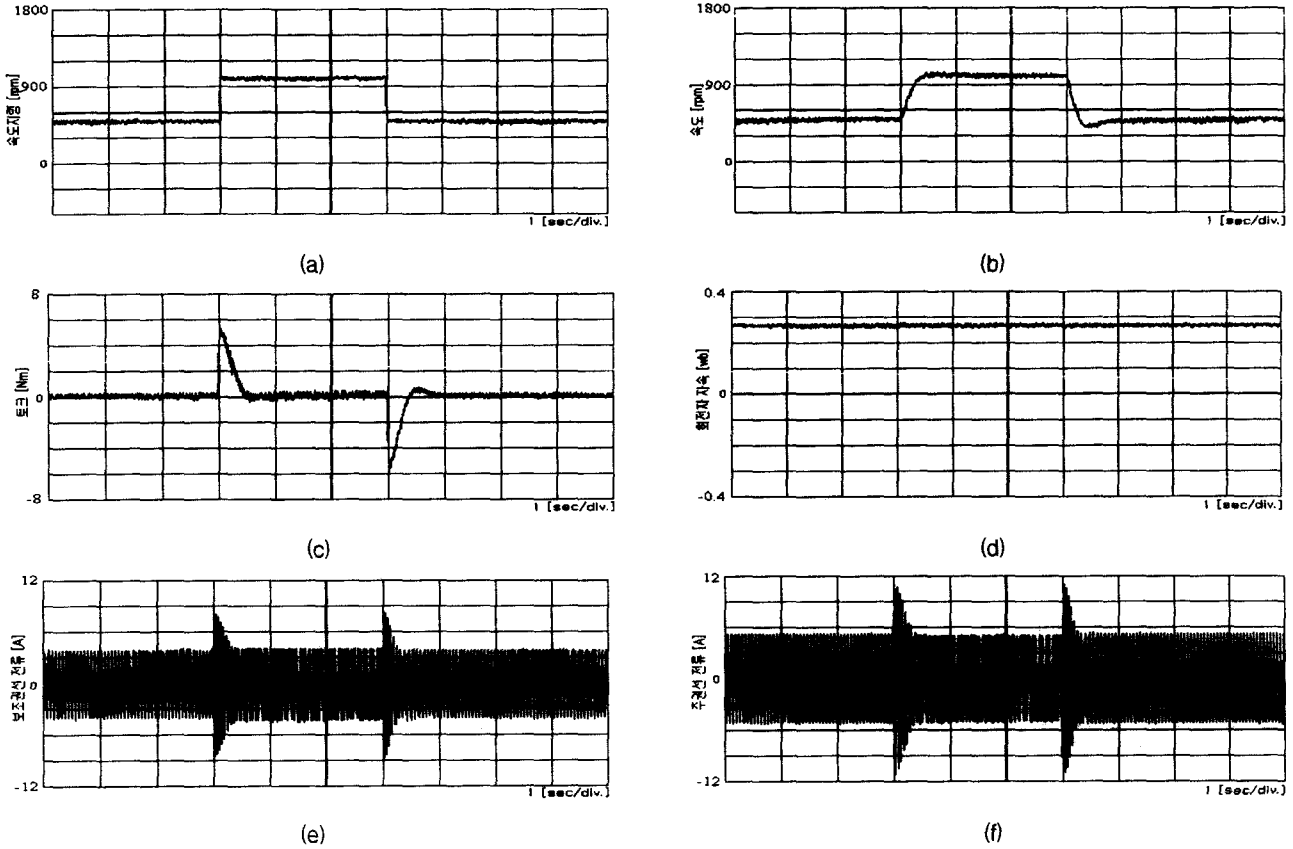


그림 8 속도지령에 대한 응답 특성(500→1000→500rpm)

(a) 속도지령 (b) 전동기 속도 (c) 전동기 토크 (d) 회전자 자속 (e) a상(보조권선) 전류 (f) m상(주권선) 전류

Fig. 8 Response characteristics for speed command.(500→1000→500rpm)

(a) speed command (b) motor speed (c) motor torque (d) rotor flux
(e) a-phase(auxiliary winding) current (f) m-phase(main winding) current

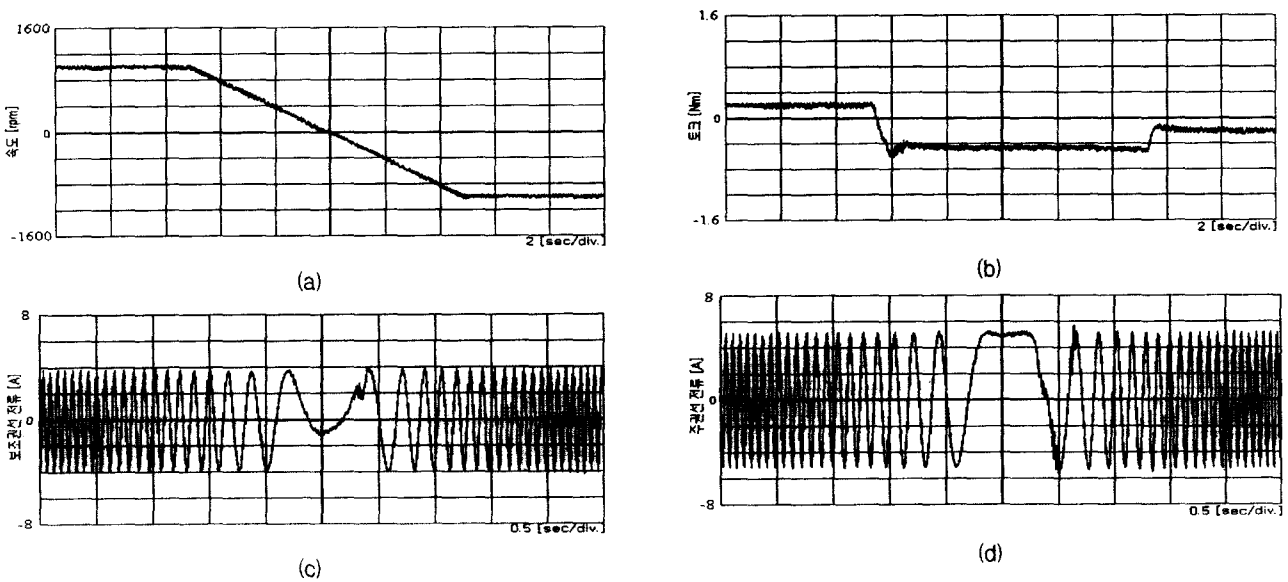


그림 9 정역운전 특성

(a) 전동기 속도 (b) 전동기 토크 (c) a상 전류 (d) b상 전류

Fig. 9 Response characteristics of For./Rev. operation.

(a) motor speed (b) motor torque (c) a-phase current (d) b-phase current

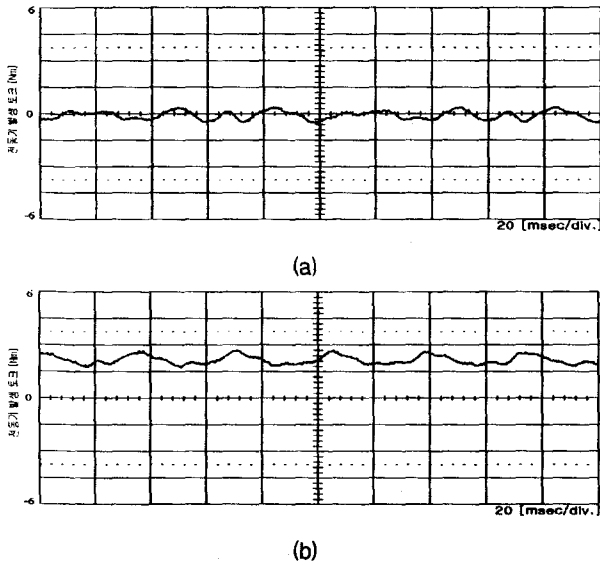


그림 10 전동기 발생토크(전전압)
 (a) 0% 부하 (b) 60% 부하
 Fig. 10 Output torque(free acceleration).
 (a) 0% load (b) 60% load

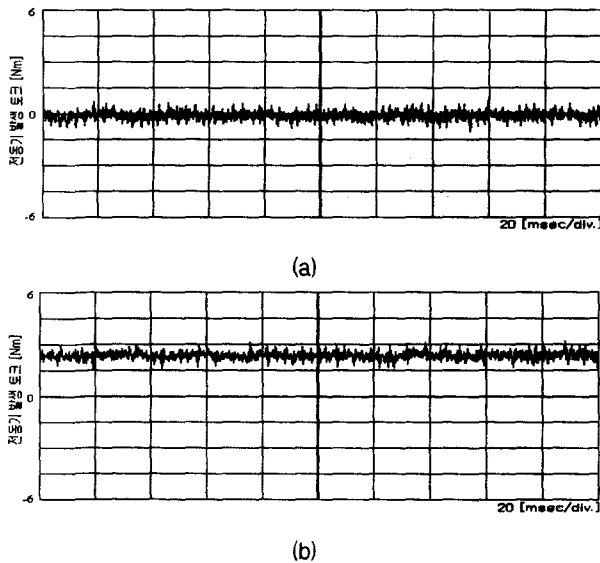


그림 11 전동기 발생토크(벡터제어)
 (a) 0% 부하 (b) 60% 부하
 Fig. 11 Output torque(vector control).
 (a) 0% load (b) 60% load

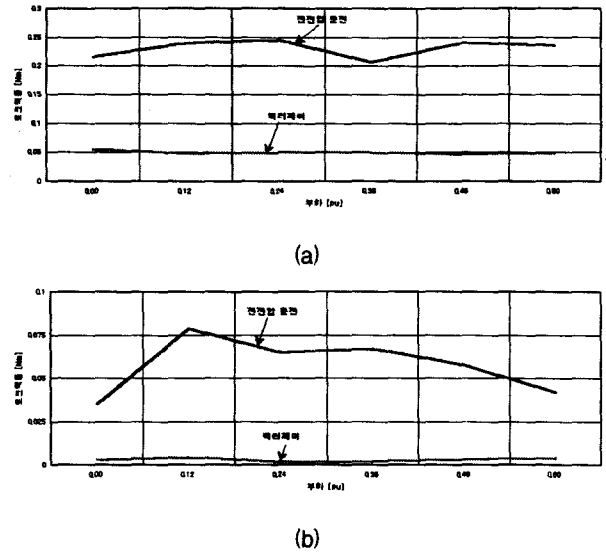


그림 12 토크 맥동 비교
 (a) 회전 주파수 토크 맥동 (b) 전원 2배 주파수 토크 맥동
 Fig. 12 Torque ripple comparison.
 (a) rotating frequency ripple (b) double frequency ripple of source

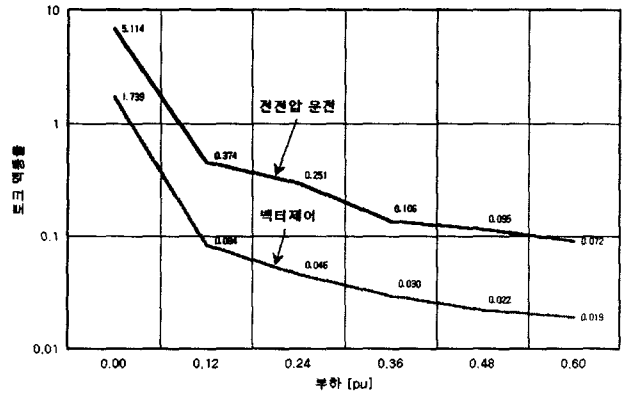


그림 13 토크 맥동율 비교
 Fig. 13 Torque ripple factor comparison.

하므로 기존의 방식과는 반대로 고정자측 변수들을 회전자 측으로 환산하면 고정자의 비대칭 영향이 거의 나타나지 않고 토크 맥동을 현저히 줄일 수 있는 등가모델을 얻을 수 있다.

본논문에서는 회전자 측으로 환산한 동기속도 회전좌표계에서의 전동기 모델을 제안하고, 동기속도 회전좌표축을 회전자 자속에 일치시켰을 때 단상 유도전동기의 벡터제어 가능성을 수식으로 나타내었다. 시뮬레이션과 실험을 통해 커패시터 기동형 단상 유도전동기의 전전압 구동시의 특성과 벡터제어를 수행한 경우의 특성을 비교 검토하였다. 단상 유도전동기의 벡터제어를 수행하여 정상상태와 정·역 운전을 포함한 여러 속도 영역에서 토크와 속도, 그리고 자속과 전류의 특성과 변화 등을 고찰하여 벡터제어에 의한 단상 유도전동기의 가변속 구동이 가능함을 보였다. 그리고 부하 변화시

에도 단상 유도전동기의 제어가 3상 유도전동기의 가변속 제어와 비교하여 좋은 성능을 보여주는 것을 알 수 있었다. 전동기 발생 토크 성능을 살펴보기 위해 단상 유도전동기의 전전압 기동에 의한 토크와 벡터제어에 의한 토크 파형을 주파수 분석하여 서로 비교 검토하였으며, 가변속 제어를 수행함으로써 단상 유도전동기에서 발생하는 전원 2배 주파수의 맥동을 상당히 줄일 수 있었고 전동기 발생 토크 맥동율이 1/3 이하로 개선되었다.

본 논문에서는 회전자 측으로 환산한 전동기 모델을 제시하여 더욱 간소화된 단상 유도전동기의 가변속 구동 시스템을 구현하였으며, 벡터제어에 의해 자속과 토크성분을 독립적으로 제어할 수 있으므로 기존의 릴레이식 제어와 비교하여 연속적인 구동이 가능하고, 응답 특성이 빠르고 토크 성능이 향상되므로 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] 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.
- [3] 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, 1990, pp. 935-942.
- [4] 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, 1988, pp. 246-252.
- [5] E. R. Collins Jr., "Torque and Slip Behaviour of Single-Phase Induction Motors Driven from Variable Speed Supplies", IEEE IAS-90, 1990, pp. 61-66.
- [6] D. G. Holmes and A. Kotsopoulos, "Variable Speed Control of Single and Two Phase Induction Motors Using a Three Phase Voltage Source Inverter", IEEE IAS-93, 1993, pp. 613-620.
- [7] M. B. R. Correa, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima and E. R. C da Silva, "Field Oriented Control of a Single-Phase Induction Motor Drive", IEEE PESC, 1998, pp. 990-996.
- [8] 堀口 光敏, "一般用單相誘導電動機の有効捲線比の簡易測定法", Trans. on IEE Japan, Vol. 119-D, No. 7, 1999, pp. 1016-1017.
- [9] "一般用單相誘導電動機", JIS C 4203, 1983.

저 자 소 개



이 득 기 (李 得 耆)

1967년 8월 15일 생. 1991년 경북대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년~1996년 LG산전(주) 빌딩시스템연구소 주임연구원. 2000년 경북대 대학원 전기공학과 졸업(공학).

현재 구미1대학 전기과 전임강사.

E-mail : leedk@kumi.ac.kr



이 경 주 (李 敬 柱)

1975년 8월 7일 생. 1998년 경북대 공대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사 과정.

E-mail : leekj@palgong.knu.ac.kr



김 흥 근 (金 興 根)

1956년 4월 24일 생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 경북대 전자전기공학부 교수. 당 학회 전기기기 및 에너지

변환시스템부문의 총무이사.

E-mail : kimhg@knu.ac.kr