

3상 유도 전동기 벡터제어 구동시스템의 구현

(Implementation of Vector Control system for 3 ϕ Induction Motor)

홍순일*

(Soon-il Hong)

요 약

최근, 유도전동기 회전속도 제어용 구동 전원으로 인버터와 싸이크로컨버터가 널리 사용되고 있다. 싸이크로컨버터에 의한 전동기 구동은 일정 주파수의 교류 전원에서 직접 주파수가 다른 교류로 변환함으로써 하드웨어 구성이 인버터 보다 간단하다.

본 연구의 목적은 싸이크로컨버터에 의한 유도전동기 벡터제어 시스템의 제어방법 및 하드웨어 설계를 행하는 것이다.

본 연구에서는 교류 전동기 슬립 주파수형 벡터제어 알고리즘을 도출하고 이 원리에 기초하여 싸이크로컨버터를 이용한 벡터제어 시스템을 구성하였다. 싸이크로컨버터는 1차 입력전류 진폭 $|i_1|$ 과 각주파수 ω_1 을 지령값으로 진폭변조 제어신호를 발생하여 SCR의 게이터를 트리거한다. 본 벡터제어 시스템은 교류 전동기를 구동한 결과 자속이 일정하게 유지되면서 정회전에서 역회전까지 연속적으로 양호한 운전을 할 수 있었다.

Abstract

In recent year, inverters and cycloconverters system are widely used for fed induction motor drives. Motor drives by cycloconverter is possible to frequency have been directly changed without AC/DC converter, so that circuits is simpler than inverter.

A aims of this paper is the control strategy and hardware design for vector control system by cycloconverter fed induction motor drives.

In this paper, Algorithm of vector control is derived from the model of controlled current source-fed induction motor. Vector control system is implemented using these algorithm and a pulse width controlled cycloconverter using a SCR.

Cycloconverter of vector control system is controlled by pulse width of SCR's trigger signal. pulse width is controlled primary command current $|i_1|$ and frequency ω_1 .

*정회원 : 부경대학교 전기공학과 교수

접수일자 : 1997. 5. 16

Vector control system is used to investigate experimentally the performance of an induction motor drive system. The system has the facility for continuous control of both the frequency and magnitude of the output voltage to keep a constant flux in the induction motors.

1. 서 론

최근, 유도전동기 제어 기술의 발달로 그 성능이 향상되었고 아울러 전력전자 기술의 발전으로 유도 전동기 제어기술이 진보되어 각 산업 현장에서는 직류전동기 대신에 유도전동기가 많이 사용되고 있다.

일반적으로 유도전동기는 직류전동기와 동일한 제어특성을 가지면서 정류자와 브러시 대신에 IGBT 나 SCR 등의 스위칭 소자를 이용하여 그 성능을 최대로 발휘할 수 있게 하는 제어방식에 관하여 많이 연구되고 있다[1~3].

유도전동기 가변속제어는 입력 전원의 주파수와 그 전압의 크기를 연속으로 변화시킬 수 있는 교류 전원 장치가 필요하다. 그 장치로 최근 실용화되어 있는 것은 인버터나 사이크로 컨버터 등이 있다[4, 5].

인버터는 일반적으로 PWM변조파에 의해서 전동기에 흐르는 전류파형을 정현파 형태로 하는 전압형이 많이 사용되고 있다. 그러나 인버터로서 전동기를 제어할 경우에는 전동기 입력 주파수와 그 크기를 동시에 변화시키기 위하여 컨버터와 인버터가 필요하고 또는 인버터 자신이 이 역할을 하수 있도록 하는 제어방식이 강구되어야 한다. 그리고 유도전동기는 공극자속을 매개로 1차측 에너지를 2차측으로 전송하여 기계적 에너지로 변환하므로 교류입력 전원이 저주파인 경우에는 공극자속이 약계자가 되는 문제점도 발생한다[6, 7].

반면에 사이크로 컨버터는 입력 정현파를 차례로 스위칭하여 직접 주파수가 다른 출력 정현파 전압이 얻어지지만 인버터보다 고조파를 포함하는 결점이 있다. 그러나, 사이크로 컨버터는 스위칭 소자를 이용하여 상용 교류전원의 주파수 직접 변환하기 때문에 구조가 간단하고 전동기 속도제어 시스템 구성시에 변환 효율이 좋다.

유도전동기 제어방법은 여러 가지가 있지만 스위

칭 반도체 소자의 발달과 제어기술의 발전에 따라 전동기 상태변수의 순시값을 제어할 수 있는 벡터 제어 방식이 많이 채용되고 있다.

본 연구에서는 대전력용 교류 전동기 제어를 위한 슬립 주파수형 사이크로 컨버터를 설계, 제작하였다. 이 목적을 달성하기 위해서 유도전동기의 슬립 주파수 벡터제어 원리에 기초하여 수학적으로 모델링 한 다. 이 것에서 유도전동기의 벡터제어 알고리즘을 도출하고 이 알고리즘에 기초하여 유도전동기 속도 제어를 위한 사이크로 컨버터형 벡터제어 시스템을 설계·제작하였다. 각 회로의 동작특성과 안정성을 조사하고, 전체 시스템을 구성하여 유도전동기를 구동한 결과 전동기는 정회전에서 역회전까지 연속적으로 가변 되었고, 안정한 운전을 할 수 있었다. 그러나 어느 특정 주파수에서는 고주파에 의한 역토크가 발생하였고 이것을 적게 하는 문제점이 발생하였 다.

2. 유도전동기 사이크로 컨버터형 벡터제어

2.1 전동기 벡터제어 알고리즘

유도전동기 가변속 구동을 실현하기 위해 유도전동기 동적인 모델링은 회전하는 회전 좌표계에 직교하는 d-q 좌표 변환으로 실현할 수 있다. U상의 1차 순시전압 및 전류벡터를 각각 v_1, i_1 하고 2차전류 벡터를 i_2 라 놓으면 d-q 좌표에서 본 유도전동기의 고정자 전압전류 방정식과 순시 토크는 식(1), (2)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_1 & pM \\ pM - M\omega & R_2 + pL_2 - L_2\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T = Mi_2 \times i_1 \quad (2)$$

여기서

- R_1 : 1차 권선저항 L_1 : 1차 권선리액턴스
- R_2 : 2차 권선저항 L_2 : 2차 권선리액턴스

M : 1차 권선과 2차 권선 상호 인덕턴스 $p : d/dt$
 $v_1 = (v_{d1}, v_{q1})$: 1차 전압벡터
 $i_1 = (i_{d1}, i_{q1})$: 1차 전류벡터
 $i_2 = (i_{d2}, i_{q2})$: 2차 전류벡터

또한 θ 은 고정자 d축상의 U상 권선과 회전자의 U상 권선과의 위상각이라 하면 전동기 회전각 주파수 $\omega_r = d\theta/dt$ 이다. 식(1)의 2차회로의 전압전류 방정식에서 전동기 2차회로는 단락 되어 있으므로 좌변은 영이고 식(3)이 얻어진다.

$$M \frac{d}{dt} (i_1 + \frac{L_2}{M} i_2) - M \omega_r \times (i_1 + \frac{L_2}{M} i_2) + R_2 i_2 = 0 \quad (3)$$

식(3)에서

$$i_0 = i_1 + \frac{L_2}{M} i_2 \quad (4)$$

로 놓고 식(4)에서 di_0/dt 의 벡터 미분을 구하여 대입하면 다음 식이 얻어진다.

$$i_2 = (\frac{M}{R_2}) i_0 \times \omega_{s1} \quad (5)$$

여기서 $\omega_{s1} = \omega_0 - \omega_r$ 로 놓으면 ω_{s1} 은 ω_0 에 대한 슬립 각주파수 벡터이다. i_0 의 크기를 일정하게 제어하면 i_0 와 i_2 는 직교하므로 유도전동기도 직류전동기와 같이 i_0 와 i_2 를 분리제어 할 수 있다.

i_0 을 일정하게 제어하기 위해서는 i_1 의 크기와 ω_r 을 고정자 좌표상에서 제어하기 위한 제어조건을 도출하여야 한다. 식(4)에서 $i'_2 = -(L_2/M)i_2$ 로 놓으면

$$i_1 = i_0 + i'_2 = i_0 - \frac{L_2}{M} i_2 \quad (6)$$

로 되고 토크 벡터 T는 식 (2)에서 다음 식으로 구해진다.

$$T = \frac{M^2}{L_2} i_0 \times i'_2 \quad (7)$$

식(7)에서 i'_2 는 i_1 의 토크 분 전류벡터, i_0 은 i_1 의 여자분 전류벡터가 됨을 알 수 있다. 또한 식(5)로부터 슬립 각주파수 ω_{s1} 는 다음과 같다.

$$\omega_{s1} = \frac{R_2}{L_2} \frac{i'_2}{i_0} \quad (8)$$

식(6)에서 i_0 를 일정하게 하고 양변을 미분하여 과도 슬립 각주파수 $\omega_{s2} = \omega_1 - \omega_0$ 에 관하여 정리하면

$$\omega_{s2} = \frac{i_0}{i_0^2 + i'^2_2} \frac{di'_2}{dt} \quad (9)$$

이 된다. 그리고 i_0 와 i'_2 는 직교하므로 식(9)로부터

$$|i_1| = \sqrt{i_0^2 + i'^2_2} \quad (10)$$

이 되고 전동기 입력 전원 각주파수는 다음과 같다.

$$\omega_1 = \omega_0 + \omega_{s2} = \omega_r + \omega_{s1} + \omega_{s2} \quad (11)$$

2.2 싸이크로 컨버터의 출력전압

싸이크로 컨버터는 1개의 전류(commutation) 변압기에 3개의 SCR 스위치가 3개의 유니트로 결합되어 있고 제어신호의 펄스폭 제어에 의한 트리거 방식을 채택한다. 트리거 방식은 제어신호의 주기에 대하여 매 1/3주기에 스위칭을 행하고, 3상 중에서 1상씩 순차로 선택하여 스위칭을 행한다. 이 경우 제어신호는 펄스폭제어 회로에서 전압제어 발진기(VCO)를 이용하여 설정 전압을 가변 함으로써 발진 주파수가 변화한다.

싸이크로 컨버터의 펄스폭제어 원리는 출력을 단락하는 구간 β 에 따라 변화게 된다. 펄스의 주기를 2π 라고하면 $\beta=0$ 일 때 펄스폭은 최대로 되고 $\beta=\pi/3$ 일 때 0이 된다. $\beta=0$ 일 때 출력전압을 V_{max} 라 하면 펄스폭 변조에 의한 출력전압은 아래 식이 된다.

$$v = 2V_{max} \cos(\pi/3 + \beta/2) \quad (12)$$

싸이크로 컨버터의 펄스폭 제어는 1차전류 지령 $|i_1^*|$ 및 각속도 지령 ω_1^* 를 받아 펄스폭변조 함수인 제어신호가 출력되고 신호가 되고 이값에 따라 스위칭 함수 $F_1(\theta)$ 의 펄스폭이 제어된다.

출력 전압은 스위칭함수 $F_1(\theta)$ 를 이용하여 출력파형을 직접 푸리에 변환하여 나타내면 U상 전압은 다음과 같이 된다.

$$u = V_s \sin(\theta_0 + \beta) \cdot F_1(\theta)$$

$$\begin{aligned}
 &+ V_s \sin\left(\theta_0 - \frac{2\pi}{3} + \beta\right) \cdot F_2(\theta_i) \\
 &V_s \sin\left(\theta_0 + \frac{2\pi}{3} + \beta\right) \cdot F_3(\theta_i)
 \end{aligned} \tag{13}$$

$F_1(\theta_i) \cdot F_2(\theta_i) \cdot F_3(\theta_i)$ 을 구하여 식(13)에 대입하면 출력 U상의 기본과 성분과 고조파 성분의 상전압은 다음과 같게 된다.

$$\begin{aligned}
 u = &\frac{3\sqrt{3}V_s}{2\pi} \cdot \sin\left(\theta_0 - \theta_i + \beta + \frac{\pi}{3}\right) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{3\sqrt{3}V_s}{2\pi} \\
 &\cdot \left[\frac{1}{3k-1} \cdot \sin\left\{\theta_0 + (3k-1)\theta_i + \beta - \frac{2\pi}{3}\right\} \right. \\
 &\left. + \frac{1}{3k+1} \cdot \sin\left\{\theta_0 - (3k+1)\theta_i + \beta + \frac{2\pi}{3}\right\} \right]
 \end{aligned} \tag{14}$$

식 (14)에서 전압은 제어 주파수 f_i 를 변화하면 스위치 함수 $F_i(\theta_i)$ 의 펄스폭이 변화하고 크기가 변화한다. 이 경우 펄스폭이 변화한 상태에서는 β 는 일정하다.

정현파 입력전압의 주파수를 f_0 , 제어신호 주파수 f_i 라고 하면, 싸이크로컨버터의 출력전압 기본파 주파수 f 및 고조파 주파수 f_H 는 다음의 관계가 되고 f_i 가 변하면 전동기 입력주파수는 식(15)에 따라 변화된다.

$$\begin{aligned}
 f &= |f_0 - f_i| \\
 f_H &= \begin{cases} |f_0 + (3k-1)f_i| \\ |f_0 - (3k+1)f_i| \end{cases}
 \end{aligned} \tag{15}$$

3. 실험결과 및 고찰

3.1 시스템의 구성

그림 1은 벡터제어 알고리즘과 펄스폭 제어 원리에 기초하여 구성한 싸이크로 컨버터형 슬립주파수 벡터제어 시스템을 나타낸다. 본 시스템은 싸이크로 컨버터, 속도설정부, 속도제어기, 슬립 주파수 및 과도 슬립주파수 연산회로부, 속도검출 및 F/V 컨버터회로, 펄스폭제어회로(PWC) 등으로 구성한다.

동작은 펄스 엔코더에서 전동기 각속도 ω_r 을 검출하여 PI속도 제어기(N-AMP.)에 의해 토크 지령 전류 i_2^* 가 출력되고 이것과 설정한 여자전류 i_0 에 의해 1차전류 진폭 $|i_1^*|$ 이 연산된다. 슬립주파수 ω_{sl} ,

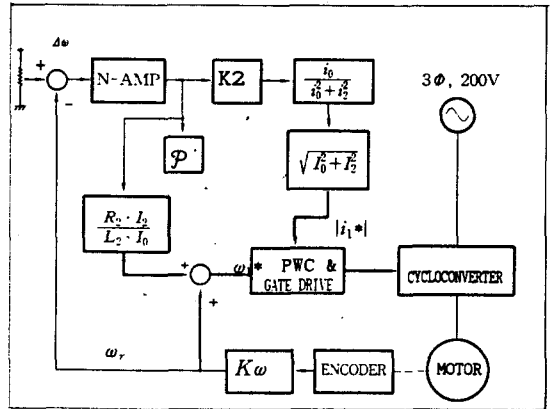


그림 1. 싸이크로 컨버터형 유도전동기 벡터제어 시스템
Fig. 1. Vector control system of cycloconverter fed induction motor.

과도 슬립주파수 ω_{sl} , 전동기 검출속도 ω_r 가산하여 1차 입력전압의 각속도 ω_1 를 출력한다.

이 경우 전동기 1차 입력 전압의 크기와 각속도 ω_1 를 조작량으로 하여 순시 토오크를 제어대상으로 한다. 싸이크로 컨버터의 펄스폭 제어는 1차전류 지령 $|i_1^*|$ 및 각속도 지령 ω_r 를 받아 펄스폭 제어회로(Pulse Width Control)의 지령신호가 되고 이값에 따라 스위칭 함수의 펄스폭이 제어된다.

3.2 유도전동기의 가변속 구동시험

피시험 유도전동기는 3상 4극 농형이고, 출력정격은 0.75[kw], 200[V], 3.3[A]이며 무부하로 구동하였다. 싸이크로 컨버터에서 전동기에 가변주파수의 전압을 공급하였고, 펄스 엔코더의 출력신호 주기를 관측하여 속도를 측정하였다.

그림2는 입력전원주파수, 제어주파수 f_i 을 0에서 120[Hz]까지 변화시킬 때 전동기의 속도특성을 측정한 결과이고 전동기는 정지상태에서 정회전, 역회전으로 연속적인 속도제어가 가능함을 확인하였다.

또한 제어신호가 5[Hz]이하에서는 출력 신호가 나오지 않도록 설계하였기 때문에 전동기는 1,298 [rpm] 이상은 회전할 수 없었고 이것은 설계한 이론과 일치함을 알 수 있다.

실험 결과에서 f_i 를 60[Hz]에서 120[Hz]로 가변할 경우에 전동기는 정지 상태에서 최고 속도까지

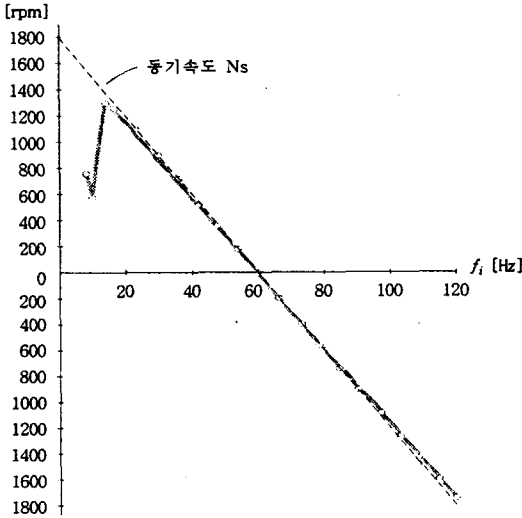


그림 2. 제어주파수에 대한 전동기 속도특성
Fig. 2. Characteristic for control frequency f_i versus induction motor speed.

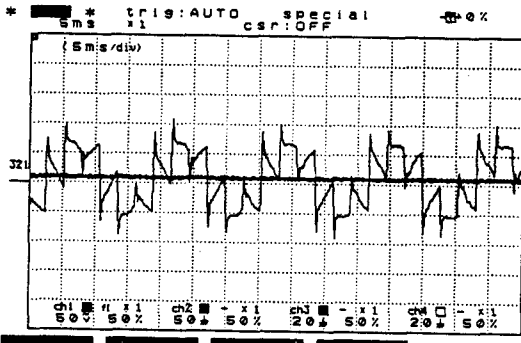


그림 3. 전동기 입력파형($f=60$ (Hz))
Fig. 3. Input voltage waveform of motor at $f=60$ (Hz).

역회전으로 연속 가변 되었고 그림3은 제어주파수 $f_i=120$ (Hz)로 변화시켜 전동기 입력전압(싸이크로 컨버터 출력전압)파형을 측정 한 것이다.

그림3에서 볼 수 있는 바와 같이 제어신호 주파수 $f_i=120$ (Hz)임으로 컨버터 출력전압 즉, 전동기 입력 전압의 기본 주파수는 60 (Hz)이고 식(15)의 이론식과 일치하며 정현파에 근사한 파형임을 알 수 있다.

그림2에서 제어주파수가 낮은 f_i 는 0 (Hz)에서 60 (Hz)의 범위는 전동기가 정회전으로 연속 가변되고

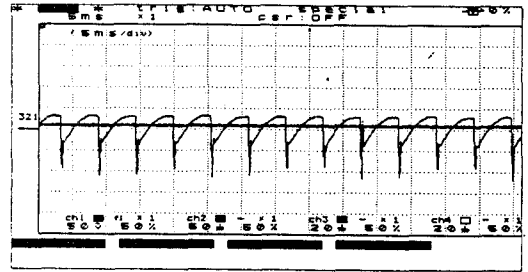


그림 4. 전동기 입력파형($f=0$ (Hz))
Fig. 4. Input voltage waveform of motor($f=0$ (Hz)).

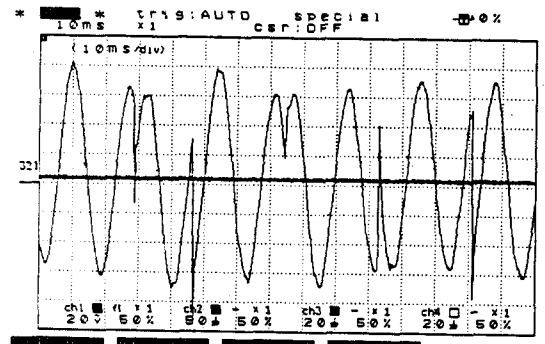


그림 5. 전동기 입력파형($f=50$ (Hz))
Fig. 5. Input voltage waveform of motor ($f=50$ (Hz)).

있음을 알 수 있고 그림4와 그림5은 제어주파수 $f_i=60$ (Hz), $f_i=10$ (Hz)일 때 측정 한 싸이크로 컨버터 출력전압 파형으로 이 경우 기본과 주파수 f 는 각각 $0, 50$ (Hz)이다.

그림4는 입력전원 주파수 $f_0=60$ (Hz), 제어신호 주파수 $f_i=60$ (Hz)로하여 전동기 입력전원 주파수를 측정 한 것이고 식(15)에서 $f=0$ (Hz)이다. 이 경우 전동기 입력 선간전압의 기본주파수는 0 (Hz)이므로 전류는 직류분이 되어 전동기에 대하여 제동역할을 하게 된다. 측정결과에서 전동기 회전수는 0 이고 전동기는 정지한다.

그림5는 제어주파수 $f_i=10$ (Hz), 전원주파수 60 (Hz)일 때 측정 한 전동기의 입력전압 파형으로 이 경우 기본과 주파수 $f=50$ (Hz)이다. 이 경우는 전동기가 정회전하고 입력전압 파형의 크기는 식(14), 주파수는 식(15)로 계산되며 이론과 일치함을 알 수 있다.

한편 고주파 성분이 토크에 미치는 영향을 살펴보면, 기본파와 고주파 $|f_0 - (3k+1)f_i|$ 의 양쪽 주파수가 일치하는 경우는 기본파성분과 고주파 성분의 회전 방향이 반대로 되어 전동기는 정지하지만, 차수K가 크게 됨에 따라 고주파 성분의 크기는 적어지므로 토크에 미치는 영향도 적다.

제어신호 주파수 f_i 를 10[Hz] 보다 낮은 범위에서 운전할 때는 싸이크로 컨버터 출력 전압의 저주파 성분에 대하여는 전동기가 인덕턴스로 동작되어 리액턴스가 적게 되고 전류값은 크게 된다. f_i 를 10[Hz]이하로 하면 회전수는 급격히 떨어지는데, 이것은 전동기의 동기 주파수가 기본파에서 고주파로 이동하기 때문이라 생각된다. 이 경우에 출력 전류를 최대 정격까지 증가시켜도 전압이 낮기 때문에 공극 자속이 부족하여 전동기에는 토크가 발생하지 않는다.

4. 결 론

싸이크로 컨버터형 슬립주파수 벡터제어 시스템을 설계 제작하여 각 제어부의 응답, 싸이크로 컨버터의 출력 전압 특성을 측정하고 본 시스템으로 3상 유도전동기 운전한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

1) 유도전동기는 제어주파수 $f_i=0\sim 120$ [Hz]로 변화 시킬 때 정회전에서 정지, 역회전 운전으로 연속적으로 저속에서 고속까지 전 범위에 걸쳐 변속이 양호하고, 효율이 좋은 운전 결과를 얻었다.

2) 운전 특성에서 알 수 있는 바와 같이 제어주파수 $f_i=10$ [Hz]이하에서는 출력 전압에 기본주파수 근방의 고주파나 기본 주파수보다 낮은 주파수의 고주파(저차주파)가 포함되어 연속가변이 어려우나 $f_i=10$ [Hz]이상에서는 양호하게 운전되었다.

3) $f_i=60$ [Hz]에서는 정확하게 정지되고 종합 효율(변환기+전동기)이 양호한 운전 결과를 얻었다.

참 고 문 헌

[1] H.Kielgas et al. "Converter Propulsion Systems with 3-phase Induction Motors for Electric Traction Vehi-

cles", IEEE/IAS ISPC Record, pp. 305-308, 1977.

- [2] Gyugyi, et. "Static Power Frequency Changers", IEEE LAS-ISPC, pp. 1437-145, 1977.
- [3] P. Goerger, T.Neviere "Three Phase AC/AC Converter: An Unbalance Reducer". Ecole Nationale Superieure d'Arteet Metiers, France. pp. 322-327, 1996.
- [4] IEEE IAS Static Power Committee, "IEEE Guid for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converter", IEEE Project, pp. 519-525, July, 1979.
- [5] R. Bonert and S.B. Dewan, "Line Unbalance Effects in a Three Phase Rectifier with Lf-Cf Filter", IEEE IAS Annu. Meet., PP.479-483, 1979.
- [6] 洪淳一, "벡터제어법에 의한 유도형교류 서보전동기의 속도제어에 관한 연구", 전기학회 논문지, 38권, 12호, pp.1041-1047, 1989.
- [7] 肝 峰男, 山田 英二, 泉 勝弘, 小山 純, "磁束オブザーバに基づく制御電流源駆動誘導電動機のベクトル制御." 日本電氣學會 論文集 D, 113卷, 10號, pp.1145-1151, 1995.

◆ 著 者 紹 介 ◆



홍순일(洪淳一)

1945년 2월 23일생. 1969년 부산대학교 전기과졸. 1981년 부산대학교 대학원 공학석사. 1986년 한국해양대학교 대학원 공학박사. 1988년~1989년 일본 전기통신대학 연구교수. 1991년 ~1993년 대한전기학회 편수위원. 1996년~현재 당학회 부산·경남지부회장. 1979년 ~현재 부경대학교 교수.