

論文 96-33B-5-18

# 유도전동기 구동을 위한 전류형 PWM 컨버터 및 인버터 시스템

## (PWM Current Source Converter and Inverter System for Induction Motor Drives)

李 東 椿 \*

(Dong-Choon Lee)

### 요 약

본 논문은 유도전동기 구동을 위한 전류형 PWM 컨버터 및 인버터 시스템의 새로운 제어기법을 제시한다. PWM 컨버터는 입력전류를 정현파로, 입력역율을 1로 제어한다. 인버터 제어에서는 출력 캐패시터 필터와 전동기 누설인덕턴스 간의 공진을 억제하고 고정자전압을 정격치 이내로 제어하기 위해 전압제어루프를 설치한다. 또한, 전류의 리플과 인버터 손실을 감소시키기 위해 인버터 전류의 변조지수 제어가 수행된다. 제시된 알고리즘으로 빠른 과도응답과 만족스런 정상상태 특성이 얻어진다.

### Abstract

In this paper, a novel control strategy of current source PWM converter and inverter system for induction motor drives is proposed. The PWM converter controls line current to be sinusoidal and makes input power factor unity. In the inverter part, a minor voltage control loop is incorporated in the current control loop in order to suppress unstable resonance between the filter capacitor and the motor leakage inductance and to keep the stator voltage under the rated value. In addition, the modulation index control of the inverter current is carried out to reduce current ripples and inverter loss. With the proposed algorithm, both high dynamic responses and satisfactory static performance can be obtained.

### 1. 서 론

대용량 유도전동기 구동을 위해 싸이리스터를 이용한 6-스텝의 전류형 ACSI (auto-sequentially commutated inverter)가 많이 응용되어 왔으나, 최근에는 GTO를 이용한 PWM 인버터가 점차 사용되는 추세에 있다<sup>[1,2]</sup>. 또한 입력측 제어정류기에도 싸이리스터 컨버터 대신 GTO PWM 컨버터가 채용된다. 한편, IGBT의 내압과 전류용량이 증가함에 따라 다이오드를 직렬 연결하여 역전압에 견딜 수 있도록 함으로써 고

주파 스위칭이 가능한 PWM CSI(current source inverter)가 사용 가능하게 되었다<sup>[3]</sup>.

CSI는 암 단락시에 소자의 보호가 용이하고 PWM 방식의 CSI는 출력단에 캐패시터 필터를 갖는 구조이므로 전동기의 전류뿐만 아니라 전압도 정현파로 인가할 수 있어 전압형에서 나타나는 dv/dt에 의한 권선절연 악화의 문제점도 제거시킬 수 있다. 또한, 싸이리스터 제어정류기 대신 입력측 LC 필터를 갖는 PWM CSC(current source converter)를 연결하면 전원측의 역율을 1로 제어할 수 있고, 전원측으로 유입되는 고조파 전류를 억제할 수 있다<sup>[4]</sup>.

PWM CSI에 관한 연구는 주로 변조법에 집중되었으며, PWM CSC와 연결한 PWM CSI-전동기 구동 시스템에 관한 논문은 소수에 불과하다<sup>[5]</sup>. 이들도 주

\* 正會員, 嶺南大學校 電氣電子工學部

(Dept. of Electrical and Electronic Eng., Yeungnam University)

接受日字:1996年1月17日, 수정완료일:1996年4月25日

로 패턴 PWM을 적용하고, 양 시스템에 순시 PWM 제어를 적용한 연구는 아직 발표되지 않았다. 순시 PWM을 적용하면 과도응답이 빠르고, 전원측 역률제어가 가능해진다.

본 논문에서는 PWM CSC-CSI 시스템을 유도전동기의 벡터제어 구동에 응용하고, 전동기 전압 및 전류의 동시제어, 인버터의 일정 변조지수제어 등을 제시하였다. 또한, 기존의 V/F 제어에 주로 사용되는 패턴방식의 PWM 대신에 공간 전류벡터법으로 순시 PWM을 수행하여 보다 우수한 전동기의 벡터제어의 특성도 얻을 수 있음을 보였다. 그리고 정상상태시 정현적인 전동기의 전압과 전류 및 정현적인 전원측의 전압과 전류, 그리고 전원역율이 1로 제어됨을 보였다.

## II. PWM 전류형 컨버터

그림 1에 PWM 전류형 컨버터-인버터 시스템을 나타내었다. 종래 CSI의 앞단에는 싸이리스터 컨버터가 연결되므로 출력의 응답속도가 느리고 전원측에 고조파 전류를 유입시키지만 GTO나 IGBT를 이용한 PWM 컨버터를 사용하면 이러한 문제는 극복될 수 있다. 즉, 입력단의 LC필터에 의해 전원측 전류를 정현적으로 만들 수 있고, 입력전류를 순시 PWM 제어함으로써 역률제어도 가능하다. 그리고 PWM에 의해 빠른 전류제어가 가능하므로 인덕터의 사이즈도 감소시킬 수 있다.

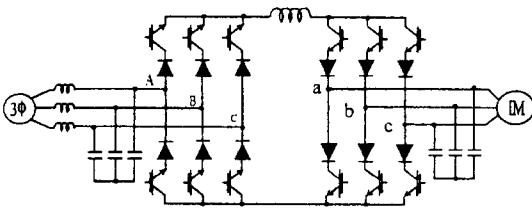


그림 1. PWM 전류형 컨버터 및 인버터 시스템  
Fig. 1. PWM CSC and CSI system.

그림 2는 컨버터의 한 상의 등가회로도이며 다음 수식을 얻을 수 있다.

$$i_l = i_c + i_r, \tag{1}$$

$$e_s = L \frac{di_l}{dt} + Ri_l + v_s, \tag{2}$$

$$i_c = C \frac{dv_s}{dt} \tag{3}$$

여기서,  $e_s, i_l$ 은 전원전압과 전류,  $v_s, i_c$ 는 입력필터 캐패시터 C의 전압과 전류,  $i_r$ 은 컨버터 입력전류, R은 입력 선저항이다. 그리고, 컨버터 입력전류와 출력 전압을 스위칭 함수를 이용하여 표시하면

$$i_{ra} = S_a I_{dc} \tag{4}$$

$$i_{rb} = S_b I_{dc} \tag{5}$$

$$i_{rc} = S_c I_{dc} \tag{6}$$

$$v_{con} = S_a v_a + S_b v_b + S_c v_c. \tag{7}$$

여기서,  $S_a, S_b, S_c$ 는 각상의 스위칭 함수를,  $v_{con}$ 과  $I_{dc}$ 는 출력전압과 전류를, 그리고,  $v_a, v_b, v_c$ 는 각상의 캐패시터 전압을 나타낸다.

식(1)~(3)에서  $i_l$ 과  $v_s$ 에 대한 상태방정식을 구하면 (8)이 된다.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_l}{dt} \\ \frac{dv_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_l \\ v_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} i_r + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} e_s, \tag{8}$$

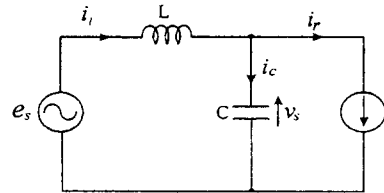


그림 2. PWM CSC의 등가회로  
Fig. 2. Equivalent circuit of PWM CSC.

그림 3은 PWM CSC의 제어 블록도를 보인다<sup>[4]</sup>. 출력전류 제어를 위해 전원측 전류와 캐패시터 전압을 상태제환하여 제환(feedback)성분  $i_{fb}^*$ 을 만들고, 이에 (8)의 정상상태 해로부터 얻어지는 다음 식의 전향제어(feedforward control) 성분을 합한다.

$$i_{ff}^* = [I_d(1 - \omega^2 LC) \sin(\omega t) - \omega C(E_{pk} - RI_d) \cos(\omega t)] \tag{9}$$

여기서,  $I_d$ 는 직류측 전류제어기의 출력인 동시에 입력 상전류의 최대치를 나타내며,  $E_{pk}$ 는 전원전압의 최대치이다. 또, R은 입력측의 선저항이나 종종 무시되며,  $\omega$ 는 전원의 각주파수이다. 전체 제어기의 출력의 합이 컨버터의 입력 기준전류가 되며 공간벡터법을 이용하여 펄스폭 변조를 행한다<sup>[6,7]</sup>.

컨버터의 출력전류  $I_{dc}$ 는 후술하는 변조지수제어에 의해 제어된다.

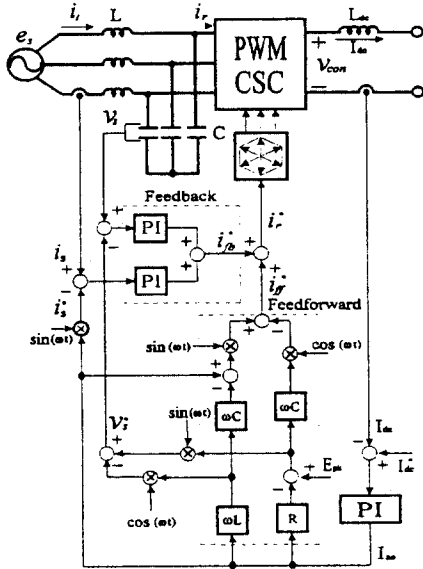


그림 3. PWM CSC의 제어 블럭도  
Fig. 3. Control block diagram of PWM CSC.

### III. 유도전동기의 제어

#### 1. 시스템 모델

그림 4는 PWM CSI 구동 유도전동기의 상당 등가 회로도이다. 컨버터와 마찬가지로 다음 수식을 얻을 수 있다.

$$i_{inv} = i_{cm} + i_s \quad (10)$$

$$v_c = L_\sigma \frac{di_s}{dt} + R_s i_s + e_m \quad (11)$$

$$i_{cm} = C_f \frac{dv_c}{dt} \quad (12)$$

여기서,  $v_c, i_{cm}$ 은 캐패시터 전압과 전류,  $i_{inv}$ 는 인버터 출력전류이다. 그리고, 인버터 출력전류와 입력전압을 스위칭 함수를 이용하여 표시하면

$$i_{ia} = S_1 I_{dc} \quad (13)$$

$$i_{ib} = S_2 I_{dc} \quad (14)$$

$$i_{ic} = S_3 I_{dc} \quad (15)$$

$$v_{inv} = S_1 v_{ca} + S_2 v_{cb} + S_3 v_{cc} \quad (16)$$

이고, 여기서  $S_1, S_2, S_3$ 은 각상의 스위칭 상태를,  $v_{inv}$ 와  $I_{dc}$ 는 인버터의 입력전압과 전류를, 그리고  $v_{ca}, v_{cb}, v_{cc}$ 는 각상의 캐패시터 전압, 즉 전동기의 고정자 전압을 나타낸다.

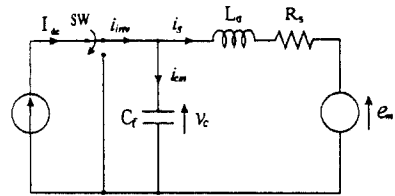


그림 4. CSI 구동 유도전동기의 등가회로  
Fig. 4. Equivalent circuit of CSI fed induction motor.

#### 2. 전류제어

필터 캐패시터와 전동기의 누설인덕턴스에 기인한 공진을 제거하고 과도상태시 과전압을 방지하기 위해 전류제어루프의 내부에 전압제어 루프를 설정한다<sup>[7]</sup>. 전압제어가 캐패시터 전류의 보상효과를 포함하므로 캐패시터 전류를 전향보상한 방법<sup>[8]</sup> 보다 전류제어의 과도응답이 개선되며 따라서 벡터제어 특성이 개선된다. 전압제어를 포함한 제한된 PWM CSI의 전류제어 블럭도가 그림 5에 보인다. 전압, 전류제어는 모두 동기좌표계상에서 수행된다. 전압제어는 PI 제어기로 구성되며 전류제어는 다변수 상태궤환을 이용하여 이루어진다.

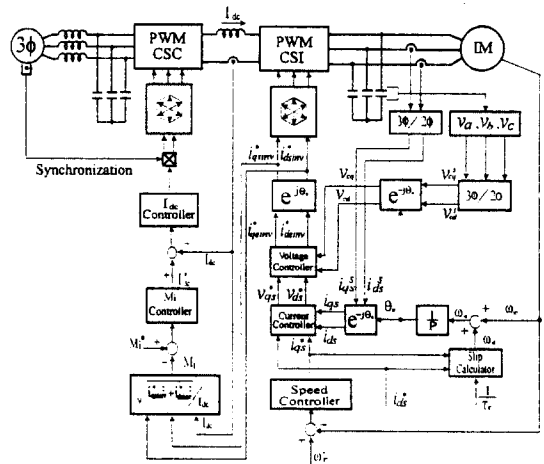


그림 5. PWM CSI 구동 유도전동기의 제어 블럭도  
Fig. 5. Control block diagram of PWM CSI fed induction motor drive.

전류제어를 위한 상태궤환법칙을 유도하기 위해, 먼저 고정자 전류에 대한 상태방정식을 표시하면

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (17)$$

$$y = Cx \quad (18)$$

여기서,

$$x = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_e \\ -\frac{L_s}{L_s} \omega_e & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

이고,  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $L_\sigma$ 는 각각 고정자 저항, 자기인덕턴스, 과도인덕턴스이며,  $\omega_e$ 는 동기각속도이다. 또,  $v_{ds}$ ,  $v_{qs}$ ,  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ 는 각각 d, q축의 고정자의 전압과 전류이다.

정상상태 오차를 제거하기 위해 (21)과 (22)의 적분 제어를 도입하면

$$p_d = \int_0^t (i_{ds} - i_{ds}^*) dt \quad (21)$$

$$p_q = \int_0^t (i_{qs} - i_{qs}^*) dt \quad (22)$$

(17)과 (18)은

$$\dot{z} = \hat{A}z + \hat{B}u \quad (23)$$

$$y = Cz \quad (24)$$

이 되고, 여기서  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ 는 각각 d, q축 전류이며 "\*"는 지령치를 의미하며, 또

$$z = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ p_d \\ p_q \end{bmatrix}, \quad \hat{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ I & 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}$$

이다. (23)에 다음의 다변수 상태궤환을 적용하면

$$u = Kz \quad (25)$$

상태궤환 행렬은

$$K = \frac{1}{b} \begin{bmatrix} 2a_1 - a_{11} & -a_{12} & -(a_1^2 + \omega_m^2) & 0 \\ -a_{21} & 2a_2 - a_{22} & 0 & -(a_2^2 + \omega_m^2) \end{bmatrix} \\ = [K_1 \ K_2] \quad (26)$$

이 되고, 여기서  $b$ 는 필터캐패시턴스의 역수,  $a_{ij}$ 는 시스템 행렬  $A$ 의 요소이고 페루프 시스템의 극점은

$-a_1 \pm j\omega_m$ 과  $-a_2 \pm j\omega_m$ 에 놓인다. 과도응답 특성을 개선하기 위해 기준입력에 대한 전향제어를 추가하면 전체 제어입력은 (27)이 된다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^* \\ v_{qs}^* \end{bmatrix} = K_1 \begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} + K_2 \left[ \int_0^t (i_{ds} - i_{ds}^*) dt \right] + K_{ff} \begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} \quad (27)$$

여기서,  $K_{ff}$ 는 전향제어 행렬이다.

### 3. 변조지수 제어

전압형 인버터에서 직류링크 전압이 일정하게 유지 되듯이, 전류형에서도 직류링크 전류가 일정한 값으로 유지될 수 있다. 그러나, 이는 출력측에 큰 전류리플과 인버터의 손실을 초래하므로, 인버터 출력전류의 크기에 비례하여  $I_{dc}$ 를 제어하는 것이 좋다. 즉, (28)과 같이 정의되는 변조지수를 일정하게 제어함으로써 부하에 대응하여 제어되는 직류링크 전류를 얻을 수 있다.

$$Mi = \frac{\sqrt{i_{qs}^*{}^2 + i_{ds}^*{}^2}}{I_{dc}} \quad (28)$$

여기서,  $i_{ds}^*$ ,  $i_{qs}^*$ 는 d-q축 인버터 출력전류의 기준치이다

## IV. 시뮬레이션

제시한 PWM CSC-CSI에 의해 구동되는 유도전동기의 제어특성을 고찰하기 위해 ACSL(Advanced Continuous Simulation Language) 프로그램을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 선정된 시스템의 사양은 다음과 같다.

컨버터 : 3상, 220V,  $C=10\mu$ ,  $L=6.6\text{mH}$ ,

$L_{dc}=20\text{mH}$ , 5kHz 스위칭주파수

인버터 :  $C_f=20\mu\text{F}$ , 5kHz 스위칭주파수, 변조지수

0.7

유도전동기 : 3상, 220V, 10Hp,  $R_s=0.15$ ,  $R_r=0.17$ ,

$L_s=L_r=0.035\text{mH}$   $L_m=0.038\text{mH}$

그림 6은 PWM CSC의 정상상태 특성을 보인다. 위로부터 전원전압, 전원전류, 캐패시터 전압, 출력전압 파형을 나타내며 (a)는 무부하, (b)는 전부하시의 경우이다. 전원전류가 정현파이며, 전원전압과 동상으로 역율1 제어가 수행됨을 알 수 있다.

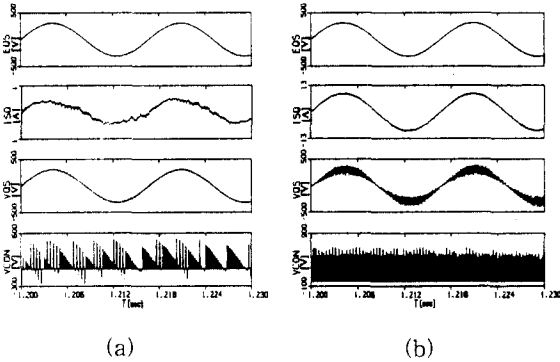


그림 6. PWM CSC의 정상상태 특성  
(a) 무부하 (b) 전부하  
Fig. 6. Steady-state performance of PWM CSC.  
(a) no load (b) full load

그림 7은 1500 [rpm]으로 운전할 때, 위로부터 인버터 출력전류, 전동기 입력전류, 캐패시터 전류, 캐패시터 전압, 캐패시터 기준전압, 인버터 입력전압 파형을 나타내며 (a)는 무부하, (b)는 전부하의 경우이다. 캐패시터 필터의 작용으로 전동기에 인가되는 전류와 전압이 정현파가 됨을 알 수 있다. 또한, 변조지수 제어에 의해 무부하와 전부하시의 인버터 출력전류의 최대치가 다름을 알 수 있다.

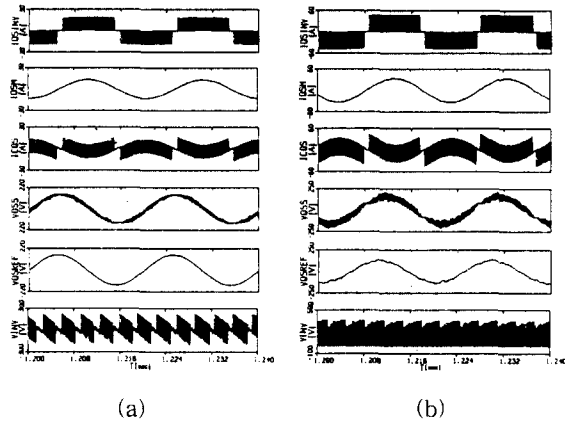


그림 7. PWM CSI 구동 유도전동기의 정상상태 특성  
(a) 무부하 (b) 전부하  
Fig. 7. Steady-state performance of PWM CSI fed induction motor.  
(a) no load (b) full load

그림 8(a)는 무부하로 기동하여 600 [rpm]으로 운전하다가, t=0.8sec에서 기준속도를 1200 [rpm]으로 변화시켰을 경우, (b)는 900 [rpm]으로 운전하는 중

에 1/2 부하를 스텝으로 인가했을 경우의 과도응답으로, 각각 위에서부터 속도, 토크, q-축 전류, d-축 전류, q-축 회전자 자속, d-축 회전자 자속, 그리고 직류 링크 전류와 인버터 기준전류 크기 ( $I_{mag}$ )를 나타낸다. d-축 전류가 다소 진동하지만, 회전자 자속에는 거의 영향을 미치지 않고 벡터제어가 원활히 수행됨을 알 수 있다. 즉, 토크가 q-축 전류와 d-축 자속에 비례하여 제어된다. 그리고, 변조지수제어를 행함으로써  $I_{dc}$ 에 다소 지연이 나타나지만, 과도상태의 특성에 크게 영향을 미치지 않기 때문에 정상상태에서의 장점을 고려하면 이 제어법을 적용하는 것이 바람직하다고 사료된다.

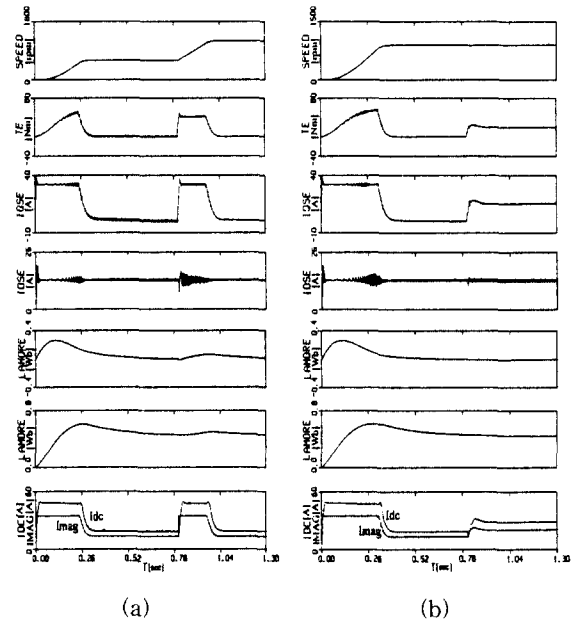


그림 8. 과도응답  
(a) 기준속도 변동 (b) 1/2 부하 스텝 인가  
Fig. 8. Transient responses.  
(a) step change of speed reference (b) impact loading of a half load

### V. 결론

본 논문에서 유도전동기 벡터 구동을 위한 PWM CSC-CSI 시스템의 고성능 제어기법을 제시하고, 시뮬레이션을 통해 그 타당성을 입증하였다. PWM CSC에 의해 전원율을 1 제어가 가능하였고, 전원측 전류가 정현적으로 제어되었다. 그리고, 인버터 출력단의 공진을 제거하기 위해 전압제어루프를 설치하여 안정한 전압과 전류제어를 도모하여 다른 방법보다 우수한 벡터

제어 특성을 얻었다. 그리고, 전류리플과 인버터 손실 감소를 위한 인버터의 변조지수제어를 가능하게 하였다. 그 동안, GTO가 이러한 형태의 전력변환 시스템에 사용되어 주로 패턴 PWM이 사용되어 왔으나, IGBT의 용량증가로 인해 대용량 전류형 시스템에 순시 공간 전류벡터 PWM 제어가 가능하며 기존의 V/F 제어가 아닌 벡터제어를 적용할 수 있음을 보였다.

끝으로, 이러한 PWM CSC-CSI 시스템은 엘리베이터, 밀가공, 전철 등에 응용 가능하다고 사료된다.

### 참 고 문 헌

- [1] M. Hombu, S. Ueda, and Y. Matsuda, "A New Current Source GTO Inverter with Sinusoidal Output Voltage and Current," *IEEE Trans. on IA*, vol. 21, no. 5, pp. 1192-1198(1985).
- [2] R. Wu, S. B. Dewan, and Slemon, "PWM-CSI Inverter for Induction Motor Drives," *IEEE Trans. on IA*, vol. 28, no. 1, pp. 66-71(1992).
- [3] S. Nonaka, K. Kesamaru, K. Yamasaki, and H. Uchiyama, "Utility Interactive Generation System Using a Single Phase IGBT PWM Current Source Inverter," *EPE Proc.*, pp. 4-040~4-045, 1991.
- [4] X. Wang and B. T. Ooi, "Real-Time Multi-DSP Control of Three-Phase Current-Source Unity Power Factor PWM Rectifier," *IEEE Trans. on Power Elec.*, vol. 8, no. 3, pp. 295~300, 1993.
- [5] H. Inaba, K. Hirasawa, T. Ando, M. Hombu, and M. Nakazato, "Development of a High-Speed Elevator Controlled by Current Source Inverter System with Sinusoidal input and Output," *IEEE Trans. on IA*, vol. 28, no. 4, pp. 893~899, 1992.
- [6] B. H. Kwan and B. D. Min, "A Fully Software-Controlled PWM Rectifier with Current Links," *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, pp. 355~363(1993).
- [7] Dong-Choon Lee and Dong-Hee Kim, "Vector control of Induction Motor Drive Fed by Voltage-Regulated CSI Using Space Vector PWM," *ICPE Proc.*, pp. 792~797, 1995.
- [8] J. P. Cambronne, B. Semail, and C. Rombaut, "Vector Control of a PWM Current Source Inverter-Fed Induction Motor," *EPE proc.*, pp. 2-177~2-181, 1991.

### 저 자 소 개



#### 李 東 楿(正會員)

1963년 2월 20일생. 1985년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동대학원 전기공학과 졸업(박사). 1987년 ~ 1988년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원.

1994년 ~ 현재 영남대학교 전기전자공학부 전임강사