

## 3상 전력변환 시스템을 위한 다변수 상태궤환 제어

論文

2~1~1

## Multivariable State Feedback Control for Three-Phase Power Conversion Systems

李東椿, 李志明

(Dong-Choon Lee, Jee-Myoung Lee)

## 요 약

본 논문은 전력변환 시스템의 제어특성 개선을 위해 전향제어를 갖는 다변수 상태궤환제어를 제시하였다. 이론의 적용대상은 3상 전압형 PWM 컨버터 및 인버터 그리고 3상 전류형 PWM 컨버터 및 인버터 시스템이며, 이들의 등가회로 및 모델링이 유도되고 해석되었다. 다양한 시뮬레이션에 의해 제시된 방법의 타당성을 검증하였다.

**Abstract-** In this paper, a novel multivariable state feedback control with feedforward control is proposed to improve control performance of power conversion systems. The targets of the application are three-phase voltage-source PWM converter and inverter system, and current-source PWM converter and inverter system, of which equivalent circuits and models are derived and analyzed. Various simulation results are presented to verify the validity of the proposed scheme.

**Keywords:** Multivariable, state feedback, feedforward, PWM converter, PWM inverter.

## I. 서론

교류전력을 직류로 변환하는 컨버터나 직류전력을 교류로 변환하는 인버터는 dc-dc 컨버터와 함께 가장 많이 사용되는 전력변환 회로이다. 컨버터는 종래 사이리스터 제어장치를 많이 사용하였으나 GTO, IGBT 등 자기소호 능력이 있는 소자가 개발됨으로써 최근에는 PWM 방식의 컨버터가 점차 실용화되고 있는 추세이다. PWM 컨버터는 전원측 전류를 정현적으로 제어하여 소자의 스위칭 동작에 의해 전원에 유입되는 고조파를 대폭 저감할 수 있고, 또한 입력역율을 1로 제어할 수 있는 장점이 있다 [1,2]. 그리고 PWM 인버터는 전통적으로 교류전동기 구동에 많이 사용되고 있다.

3상 교류시스템을 다룰 때, 해석과 제어의 편의를 위해 일반적으로 정직좌표계의 변수를 동기회전좌표계의 변수로 변환한다. 이는 3개의 변수가 2개로 감소하고 교류량이 직류량으로 변환되어 다루기가 용이하기 때문이다. 또한 스텝입력에 대해 정상상태 오차를 0으로 제어하는 PI제어기가 교류량을 제

어할 경우 위상지연을 초래한다. 이 때, 회전좌표계로 변환된 직류량을 제어하면 오차가 0으로 된다[3].

3상 시스템을 회전좌표계상에서 d-q축 변수로 모델링하고, 두 개의 독립된 시스템으로 취급하는 것이 일반적이다. 그러나, 회전좌표계상에서는 좌표 변환에 기인한 d-q축 결합성분이 존재하므로 단순히 두 개의 시스템으로 분리하기는 어렵고, 하나의 다변수 시스템으로 처리하는 것이 좋다[4]. 두 개의 시스템으로 다룰 경우, d-q축 결합성분이 간섭하여 한 축의 성분이 다른 축 성분 제어에 외란으로 작용하여 악역향을 미치게 된다. 다변수 시스템에 상태궤환 제어를 적용하며, 정상상태 오차를 제거하기 위해 적분제어항을 새로운 상태변수로 도입한다. 원래의 시스템으로부터 직접 상태궤환법칙을 유도하는 것은 매우 복잡하므로 GCCF(generalized control canonical form)로 변환하여 상태궤환 이득행렬을 유도한다. 그리고 과도응답을 개선하기 위해 기준치와 외란에 대한 전향제어(feedforward control) 성분을 추가한다. 이 전향 성분은 기준입력과 외란 그리고 모델로부터 플랜트에 인가될 제어기의 출력을 직접 계산하므로, 기준입력과 외란이

자주 변환 때 효과적으로 작용한다.

본 연구에서 다변수 상태궤환 제어를 적용할 대상은 앞서 언급한 PWM 컨버터 시스템과 PWM 인버터-유도전동기 구동시스템으로 선정하였다. 위의 두 전력변환 회로는 출력의 기능에 따라 각각 전압형과 전류형으로 나누어지므로 전체 네 가지 경우에 대해 다변수 제어를 적용하여 그 제어 특성을 고찰하였다. 정상상태 및 과도상태의 시뮬레이션을 통해 제시된 제어기법의 우수성을 검증하였다.

## II. 다변수 상태궤환 제어

### 2.1 적분기를 가진 상태궤환 제어[5]

시불변 선형 다변수 시스템의 상태공간 모델이 다음과 같이 주어진다.

$$\dot{x} = Ax + Bu + Ea \quad (2.1)$$

$$y = Cx \quad (2.2)$$

여기서,  $x$ ,  $u$ ,  $d$ ,  $y$ 는 각각 상태변수, 제어입력, 외란, 출력벡터를 나타내고,  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $E$ 는 계수행렬이다.

현재 제어의 목적은  $t \rightarrow \infty$ 일 때

$$\dot{x} \rightarrow 0, y \rightarrow y_r \quad (2.3)$$

이다. 여기서,  $y_r$ 은 기준출력으로 상수값을 갖는다.

그리고 외란  $d$ 도 측정 가능한 상수라고 가정한다.

먼저, 정상상태 오차를 제거하기 위해 다음과 같은 새로운 상태변수를 정의한다.

$$p = \int_0^t (y - y_r) dt \quad (2.4)$$

식(2.4)를 미분하고 식(2.2)를 대입하여, 식(2.1)과 함께 표시하면

$$\dot{x} = Ax + Bu + Ea \quad (2.5)$$

$$\dot{p} = y - y_r = Cx - y_r \quad (2.6)$$

이 되고, 위 두식을 행렬로 표시하면

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & -I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ y_r \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

이 된다.  $d$ 와  $y_r$ 이 상수이므로 정상상태에서

$\dot{x} = 0$ ,  $\dot{p} = 0$ 이 되고, 그때의 해  $x_s$ ,  $p_s$ ,  $u_s$ 가 다음 방정식을 만족시켜야 한다.

$$\begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & -I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ y_r \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} A & 0 \\ C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_s \\ p_s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u_s \quad (2.8)$$

식(2.8)을 식(2.7)의 우변의 제 3항에 대입하면

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x - x_s \\ p - p_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} (u - u_s) \quad (2.9)$$

이 된다. 여기서 아래 첨자  $s$ 는 정상상태 값을 나타낸다. 이 정상상태 값과의 편차를 새로운 변수로 정의하고

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x - x_s \\ p - p_s \end{bmatrix} \quad (\dot{z} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{p} \end{bmatrix}) \quad (2.10)$$

$$v = u - u_s \quad (2.11)$$

식(2.5)를 새로이 정의된 변수로 표시하면

$$\dot{z} = \hat{A}z + \hat{B}v \quad (2.12)$$

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ C & 0 \end{bmatrix}, \hat{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

이다. 식(2.12)는 정상상태와의 편차를 상태변수와 제어변수로 정의함으로써,  $z = 0$ 의 상태로 제어하는 문제로 귀결된다.

식(2.12)에 다음의 상태궤환 법칙을 적용하면,

$$v = Kz = K_1 z_1 + K_2 z_2 \quad (2.14)$$

식(2.10), (2.11), (2.14)로부터 제어입력  $u$ 가

$$u = K_1 x + K_2 \int_0^t (y - y_r) dt \quad (2.15)$$

로 얻어진다.

### 2.2 전향제어

적분기를 가진 상태궤환 제어는 정상상태 오차가 없으나 과도응답이 느리다. 빠른 과도 응답특성을 얻기 위해 기준입력과 외란에 대한 전향제어를 도입한다. 먼저 기준입력과 출력간의 편차를 다음과 같이 정의한다.

$$\hat{y} = y - y_r \quad (2.16)$$

외란  $d$ 와 기준입력  $y_r$ 을 일정한 값이라고 가정하고, 식(2.1), (2.2), (2.16)으로 부터 다음과 같은 형태의 확장된 방정식을 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{\hat{y}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & -I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ y_r \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$= \hat{G} \begin{bmatrix} x \\ u \end{bmatrix} + \hat{H} \begin{bmatrix} d \\ y_r \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

여기서,

$$\hat{G} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix}, \hat{H} = \begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & -I \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

이다. 제어의 목적이 식(2.3)에서 처럼,  $\dot{x} \rightarrow 0$ 과  $y \rightarrow y_r$  이므로, 식(2.17)의 좌변이 0이 되고, 정상

상태 해  $x_s, u_s$ 는 식(2.18)로부터 다음을 만족시켜야 한다.

$$\hat{G} \begin{bmatrix} x_s \\ u_s \end{bmatrix} = -\hat{H} \begin{bmatrix} d \\ y_r \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} x_s \\ u_s \end{bmatrix} = -\hat{G}^{-1} \hat{H} \begin{bmatrix} d \\ y_r \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

궤환제어가 없다면  $u_s$ 가 바로 원하는 전향제어 성분이 되며, 이것을 행렬로 표시하면 식(2.20)으로부터 식(2.21)이 된다.

$$u = -[0 \ I] \hat{G}^{-1} \hat{H} \begin{bmatrix} d \\ y_r \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

전향제어만으로는 제어가 원활하지 못하므로 궤환제어를 부가한다. (2.20)의 첫 식을 식(2.18)의 우변의 제 2 항에 대입하면

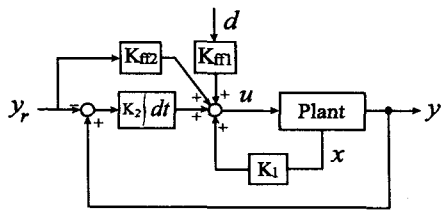


그림 1. 전향제어를 추가한 상태궤환제어 블록도.  
Fig. 1 Block diagram of state feedback control with feedforward.

$$\begin{bmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{y} \end{bmatrix} = \hat{G} \begin{bmatrix} x - x_s \\ u - u_s \end{bmatrix} = \hat{G} \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{u} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

이 되며, 여기서

$$\tilde{x} = x - x_s, (\tilde{x} = \dot{x}), \quad \tilde{u} = u - u_s, \quad (2.23)$$

이다. 식(2.19)의  $\hat{G}$ 를 식(2.22)에 대입하면

$$\tilde{x} = A\tilde{x} + B\tilde{u}, \quad \tilde{y} = C\tilde{x} \quad (2.24)$$

으로 된다. 식(2.23)과 같이 상태변수와 제어변수를 정의함으로써,  $\tilde{x} = 0$ 을 목적으로 하는 아래의 상태궤환 제어를 적용할 수 있게 된다.

$$\tilde{u} = K\tilde{x}, \quad u - u_s = K(x - x_s),$$

$$u = Kx + [-K \ I] \begin{bmatrix} x_s \\ u_s \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

식(2.20)을 식(2.25)에 대입하면

$$u = Kx + [K \ -I] \hat{G}^{-1} \hat{H} \begin{bmatrix} d \\ y_r \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

이 얻어지며, 적분제어를 중첩하면 최종적으로 다음과 같은 제어입력이 얻어진다.

$$u = K_1x + K_2 \int_0^t (y - y_r)dt + K_{ff} \begin{bmatrix} d \\ y_r \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

여기서  $K_{ff}$ 는 전향제어 이득행렬이며,

$$K_{ff} = [K \ -I] \hat{G}^{-1} \hat{H} = [K_{ff1} \ K_{ff2}] \quad (2.28)$$

이다. 그림 1에 상태궤환 제어에 전향제어를 추가한 제어기의 블록도를 보인다.

### III. 극점배치기법

상태궤환 행렬을 얻기 위해 극점배치 기법과 최적 레귤레이터 기법(LQR)이 많이 사용된다. 제어기 이득의 실시간 조정을 위해서는 LQR보다 극점배치 기법이 더 편리하므로 본 연구에서는 극점배치 기법을 적용한다. MATLAB를 이용하면 off-line으로 이득을 쉽게 구할 수 있지만, 이득의 실시간 조정을 위해  $K$ 는 닫힌 풀(closed form)로 표시되어야 한다.  $K$ 의 유도과정에 시변수  $\omega$ 를 포함하는  $4 \times 4$  혹은  $6 \times 6$  행렬의 역행렬이 필요하기 때문에 종래의 방법에 의해서는  $K$ 를 구하는 것이 쉽지 않다.

따라서, 먼저 식(2.12)를 다음과 같은 일반화된 제어표준형(GCCF)

$$\dot{z}_n = A_G z_n + B_G v_n \quad (3.1)$$

으로 변환하면, 역행렬 계산 및 이득의 유도과정이 쉽게 된다[6,7]. 여기서,

$$A_G = \text{block diagonal}(A_{\gamma_1}, A_{\gamma_2}, \dots, A_{\gamma_m}) \quad (3.2)$$

$$B_G = \text{block diagonal}(b_{\gamma_1}, b_{\gamma_2}, \dots, b_{\gamma_m}) \quad (3.3)$$

이다. GCCF에서 모든 고유치는 0이며 상태궤환에 의해 원하는 고유치를 갖도록 할당된다. 여기서  $\gamma_i$ 는 제어가수(control invariant)라 하며 그 갯수는 입력  $u$ 의 차원  $n$ 과 같다. 즉,

$$\gamma_1 \geq \gamma_2 \geq \dots \geq \gamma_m \geq 0 \quad (3.4)$$

$$\sum_{i=0}^m \gamma_i = \gamma_1 + \gamma_2 + \dots + \gamma_m = n \quad (3.5)$$

행렬  $A_{\gamma_i}, b_{\gamma_i}$ 는 각각  $\gamma_i \times \gamma_i, \gamma_i \times 1$  이고, 다음의 형태를 갖는다.

$$A_{\gamma_i} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}, b_{\gamma_i} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

변환된 시스템 (3.1)에

$$v_n = \Gamma z_n \quad (3.7)$$

의 상태궤환 제어를 행하면

$$\dot{z}_n = (A_G + B_G \Gamma) z_n = A_d z_n \quad (3.8)$$

이 된다. 여기서,

$$A_d = \text{block diagonal}[A_{d1} \ A_{d2} \ \dots \ A_{dm}] \quad (3.9)$$

이며 시스템의 특성방정식이 원하는 고유치를 갖는다. 그리고,

$$B_G^T B_G = I_m \quad (3.10)$$

이므로, 식(3.8)에서  $I$ 를 구하면

$$\Gamma = B_G^T [A_d - A_G] \quad (3.11)$$

이 되고, 원래의 상태공간으로 역변환하면

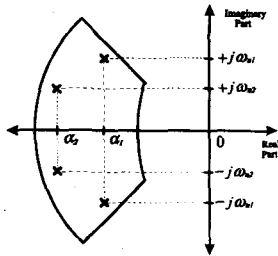


그림 2. 바람직한 극점의 영역.

Fig. 2 Region of desirable pole locations.

$$u = F w_n = F[\Gamma - H] T^{-1} x = K x \quad (3.12)$$

이 된다. 따라서,

$$K = F[\Gamma - H] T^{-1} \quad (3.13)$$

의 궤환행렬이 유도되므로, 식(2.18)과 같은 상태궤환 법칙을 얻을 수 있다. 그림 2는 페루프 시스템의 원하는 극점의 배치를 보인다. 빠르고 안정한 응답을 얻기 위해 그림에서 처럼 부채꼴 내부로 제한하는 것이 바람직하다[8].

#### IV. PWM 컨버터 및 인버터의 해석

본 장에서는 PWM 컨버터와 인버터 시스템의 동작을 설명하고 등가회로와 모델을 유도한다.

##### 4.1 PWM 전압형 컨버터

PWM VSC(voltage source converter)는 직류출력전압을 원하는 값으로 제어하며, 입력측의 승압용 인덕터의 작용으로 출력전압은 항상 입력전압보다 높다. 그리고, 입력전원전류의 정현제어로 전원측 고조파를 억제시키고 전원역율을 1로 제어할 수 있다. 또한, 회생운전이 가능하여 직류측 전력이 전원측으

로 반환할 수 있다.

그림 3의 (a)는 PWM VSC의 전력회로, (b)는 상당 등가회로이며 전압방정식은 다음과 같이 표시된다.

$$e_s = R i_s + L \frac{di_s}{dt} + v_r \quad (4.1)$$

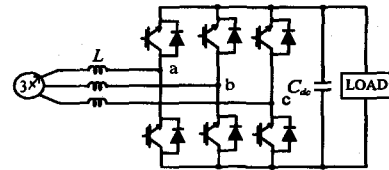
여기서  $e_s$ ,  $i_s$ ,  $v_r$ 는 각각 전원전압, 전원전류, 컨버터 입력전압이고  $R$ ,  $L$ 은 승압용 인덕터의 저항과 인덕턴스이다. 컨버터의 입력전압, 출력전류의 관계를 스위칭함수  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ 로 나타내면

$$v_{ar} = (2S_a - S_b - S_c) \cdot \frac{V_{dc}}{3} \quad (4.2)$$

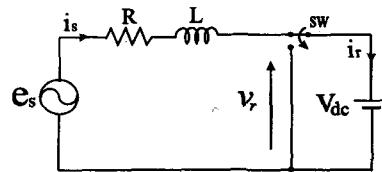
$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (4.3)$$

이다. 단,  $S_{a,b,c}$ 는 1, 혹은 0이다.

(4.1)과 같은 정좌표계에서의 3상의 식을 회전



(a) 전력회로



(b) 등가회로

그림 3. PWM 전압형 컨버터.

Fig 3. PWM VSC.

좌표계로 변환하면 (4.4)가 얻어지고 출력을 전류로 선택하면

$$\dot{x} = A x + B u + E a \quad (4.4)$$

$$y = C x \quad (4.5)$$

여기서,

$$x = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}, \quad d = \begin{bmatrix} e_{ds} \\ e_{qs} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

$$E = -B, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

이며,  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,  $v_{ds}$ ,  $v_{qs}$ ,  $e_{ds}$ ,  $e_{qs}$ 는 각각 d-q축의 전원전류, 컨버터전압, 전원전압이고,  $\omega$ 는 전원의 각주파수이다. 상태변수는 인덕터 전류, 즉 전원전류이며 제어입력은 컨버터의 입력전압, 외란은 전원전

압, 그리고 출력은 전원전류가 된다. (4.4)와 (4.5)는 (2.1)과 (2.2)에 대응되므로 2장에 기술한 방법으로 상태궤환 및 전향제어 행렬을 구할 수 있으며, 그 결과는 부록에 수록되어 있다.

4.2 PWM 전압형 인버터

3상 VSI(voltage source inverter)는 교류전동기 구동에 많이 사용되므로, 본 연구에서는 유도전동기가 인버터의 부하로 연결된 경우를 고려한다. 그림 4의 (a)는 PWM VSI의 전력회로, (b)는 상당 등가회로이다. 이 등가회로는 벡터제어시 유도기의 전류제어를 위한 과도등가모델로서 역기전력을 일정하다고 보면 전압방정식은 다음과 같이 표시된다.

$$v_{inv} = Ri_s + L \frac{di_s}{dt} + e \tag{4.6}$$

여기서  $v_{inv}$ ,  $i_s$ ,  $e$ 는 각각 전동기의 고정자전압과

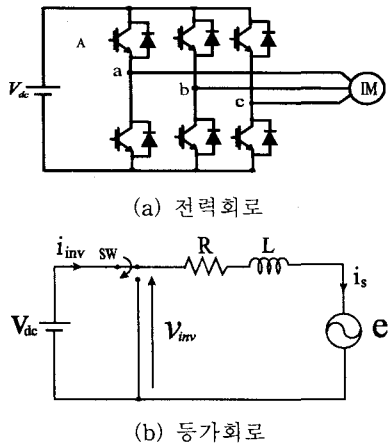


그림 4. PWM 전압형 인버터.  
Fig 4. PWM VSI.

전류, 역기전력을 나타내며,  $R$ ,  $L$ 는 각각 고정자저항과 과도인덕턴스이다. 인버터의 입출력 전압, 전류의 관계식도 식(4.2)와 (4.3)과 같다.

식(4.6)으로부터 상태공간 모델을 유도하면 식(2.1)과 (2.2)의 벡터 및 계수행렬은 다음과 같다.

$$x = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}, \quad d = \begin{bmatrix} e_{ds} \\ e_{qs} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

$$E = -B, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

상태변수는 전동기의 고정자전류, 제어입력은 인버터 출력전압, 외란은 전동기의 역기전력이다. 주어진 행렬이 PWM VSC와 유사하므로 이득행렬도 거의

같게 유도된다.

4.3 PWM 전류형 컨버터

PWM CSC(current source converter)는 직류출력측 전류를 원하는 값으로 제어하며 입력측 역율제어가 가능하고, 전원측에서 볼 때 LC 필터에 의해 컨버터가 정현적인 전류와 전압을 갖는 부하로 보인다. 그림 5(a)는 PWM CSC 회로도이고 (b)는 상당 등가회로이다. 등가회로에서 다음의 관계식이 유도된다.

$$i_s = i_c + i_r, \tag{4.7}$$

$$e_s = L \frac{di_s}{dt} + Ri_s + v_s \tag{4.8}$$

$$i_c = C \frac{dv_s}{dt} \tag{4.9}$$

여기서  $L$ ,  $C$ 는 입력측 필터의 인덕턴스와 캐패시턴스이다. 컨버터의 입력 상전류  $i_j$  ( $j=a, b, c$ )와 출

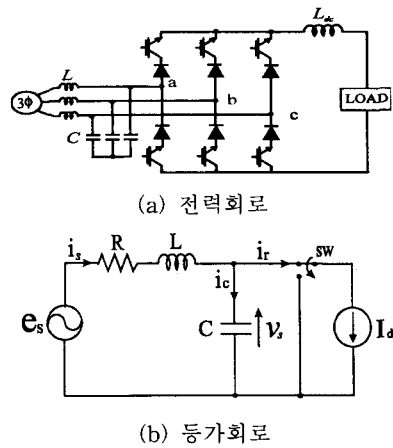


그림 5. PWM 전류형 컨버터.  
Fig 5. PWM CSC.

력전압  $v_{dc}$ 를 스위칭 함수를 이용하여 표시하면

$$i_{ra} = S_a I_{dc}, \quad i_{rb} = S_b I_{dc}, \quad i_{rc} = S_c I_{dc} \tag{4.10}$$

$$v_{dc} = S_a v_a + S_b v_b + S_c v_c \tag{4.11}$$

이다.

식(4.7)-(4.9)로부터 상태방정식을 유도하면 다음의 행렬이 얻어진다.

$$x = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}, \quad d = \begin{bmatrix} e_{ds} \\ e_{qs} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{1}{L} & 0 \\ -\omega & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & \omega \\ 0 & \frac{1}{C} & -\omega & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

$$E = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

이다. 상태변수는 인덕터 전류와 캐패시터 전압이고, 제어입력은 컨버터 입력전류, 외란은 전원전압이다. 2장의 방법으로 구한 이득행렬이 부록에 수록되어 있다.

#### 4.4 PWM 전류형 인버터

CSI(current source inverter)는 암단락시 소자의 보호가 용이하고, 다이오드 정류기에 연결된 VSI와는 달리 종래의 사이리스터 제어정류기에 연결되면 전원측으로 에너지 회생이 가능하다. 반면, 직류링크 단에 큰 평활용 인덕터가 있어 과도응답을 느리게

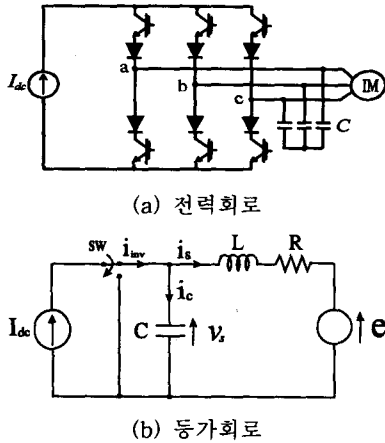


그림 6. PWM 전류형 인버터.  
Fig. 6 PWM CSI

한다. 따라서 CSI는 빠른 응답이 요구되지 않고 누설인덕턴스가 작은 대용량 전동기 구동에 사용되어 왔다. 그러나, 자기소호 능력이 있는 GTO가 개발됨으로써 PWM 방식을 채용한 CSI가 등장하였다[9]. PWM CSI앞단에 PWM CSC가 연결된다면 직류링크 전류제어의 응답이 빨라지며, 또한 출력단에 필터 캐패시터를 연결하여 전동기에 인가되는 전압 및 전류를 정현적으로 제어 가능하게 된다[10]. PWM VSI 구동인 경우, 전류제어를 수행함으로써 전동기 입력전류를 정현적으로 제어할 수 있으나 전압은 스

텅형태를 갖는다. PWM CSI에서는 전동기에 정현적인 전압을 인가함으로써 전동기 권선간의 기생캐패시턴스에 기인하는 절연약화의 문제점이 해결되고, 고조파에 기인하는 자기소음도 제거된다.

그림 6(a)는 PWM CSI 구동 유도전동기 시스템의 전력회로도이고, (b)는 상당 등가회로도이다. 등가회로로부터 다음의 관계식이 얻어진다.

$$i_{inv} = i_c + i_s \quad (4.12)$$

$$v_s = L \frac{di_s}{dt} + Ri_s + e \quad (4.13)$$

$$i_c = C \frac{dv_s}{dt} \quad (4.14)$$

여기서,  $v_s$ ,  $i_c$ 는 캐패시터 전압과 전류,  $i_{inv}$ 는 인버터 출력전류이다. 인버터 입출력 전류, 전압 관계식은 식(4.10), (4.11)과 같이 표시된다. 상태공간 모델의 계수행렬은 다음과 같다.

$$x = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} i_{dinv} \\ i_{qinv} \end{bmatrix}, d = \begin{bmatrix} e_{ds} \\ e_{qs} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 & \omega \\ 0 & -\frac{1}{C} & -\omega & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

$$E = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

상태변수는 전동기 전류와 필터 캐패시터 전압, 제어입력은 인버터 출력전류, 외란은 전동기의 역기전력이다. 여기서도 VSI에서와 마찬가지로 벡터제어 유도기의 과도등가모델을 이용하였다. 이득행렬은 PWM CSC의 그것과 유사한 형태를 취한다.

#### V. 시스템 제어

3장에서 서술한 다변수 제어이론을 4장에서 유도한 시스템의 모델에 적용한 컨버터 및 인버터 시스템의 제어에 관해 설명한다.

그림 7은 PWM VSC의 제어블럭도이다. 직류링크 전압은 PI제어기로 제어되며, 그 출력에 전원전압의 위상을 곱하여 입력전류의 기준치를 생성한다. 입력측 전류제어가 수행되므로 단위 역율제어 및 전원전류의 정현제어가 이루어진다. 전원전압은 외란

으로 취급되어 전향보상된다. 그림 8은 PWM VSI 구동 유도전동기의 제어 블록도이다. 간접벡터제어가 적용되었으며 외란인 전동기의 역기전력이 보상되어 d-q축 비간섭제어가 이루어진다. 그림 9는

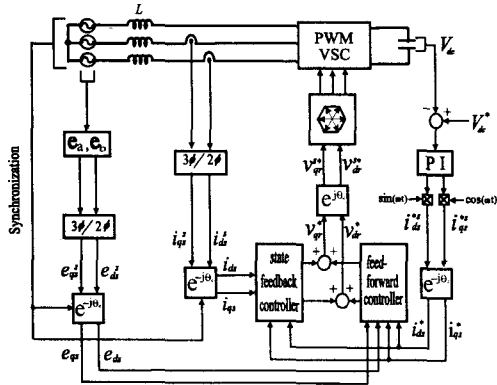


그림 7. PWM VSC의 제어 블록도  
Fig. 7 Control block diagram of PWM VSC.

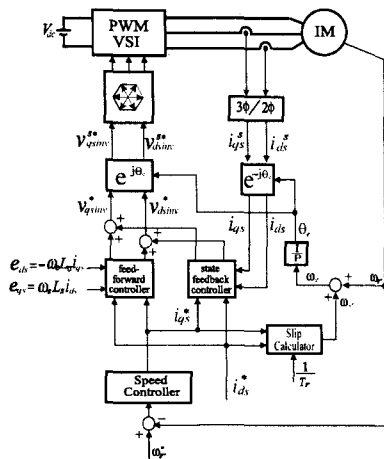


그림 8. PWM VSI의 제어 블록도.  
Fig. 8 Control block diagram of PWM VSI.

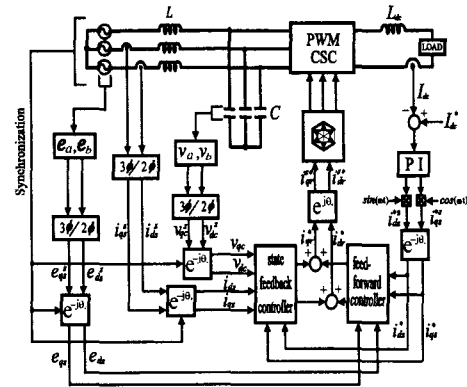


그림 9. PWM CSC의 제어 블록도.  
Fig. 9 Control block diagram of PWM CSC.

PWM CSC의 제어 블록도이다. 직류링크 전류는 PI 제어기로 제어되며, 그 출력에 전원전압의 위상을 곱하여 입력전류의 기준치를 생성한다. 또한, 캐패시터 전압이 제어되므로 고조파에 기인한 공진현상도 억제될 수 있다. 그림 10은 PWM CSI 구동 유도전동기의 제어 블록도이다.

### VI. 시뮬레이션 결과

제시한 다변수 상태궤환 제어를 5장에서 서술한 4종류의 전력변환 시스템제어에 응용하였으며 그 제어 특성을 관찰하기 위해 ACSL로 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용된 시스템사양은 부록에 첨부되어 있다.

그림 11은 PWM VSC에서 정상상태시의 전원전압과 전원전류, 컨버터 입력전압을 나타낸다. 역률1 제어가 잘 이루어짐을 볼 수 있다. 그림 12에 직류

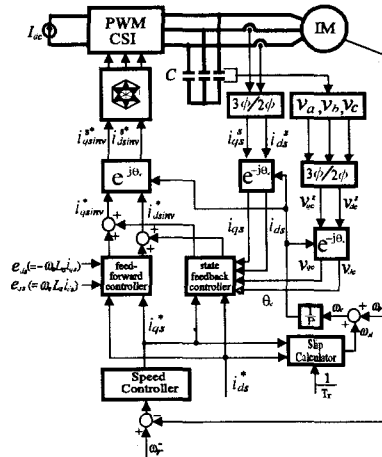


그림 10. PWM CSI의 제어 블록도.  
Fig. 10 Control block diagram of PWM CSC.

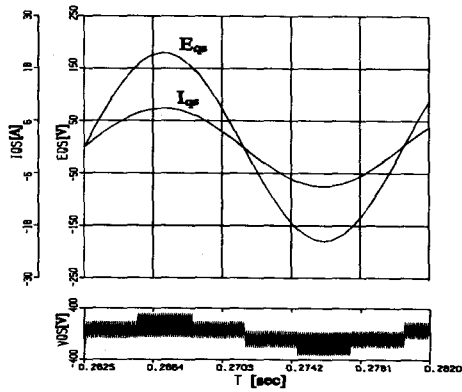


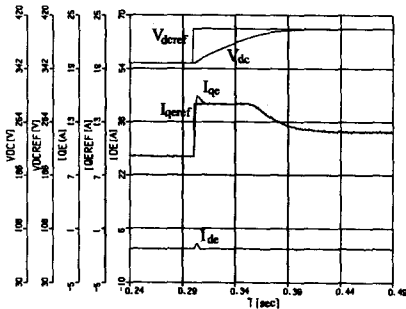
그림 11. PWM VSC의 정상상태 특성.  
Fig. 11 Performance of PWM VSC in steady-state.

기준전압의 스텝변동(350V→400V)에 대한 d-q축 전원전류의 과도응답을 보인다. 동일한 출력전압 응답에 대해 상태제환 기법이 PI제어보다 오버슈트가 적고 d-q축 전류제어의 상호간섭이 작음을 알 수 있다.

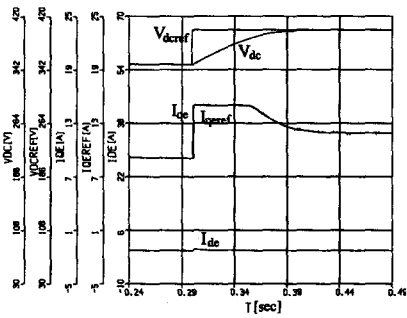
그림 13은 PWM VSI로 구동되는 유도기의 기준속도를 스텝변동(600rpm→1200rpm)하였을 때 전동기의 d-q축 전류의 과도응답을 보인다. 동일한 속도 응답에 대해 상태제환 기법이 PI제어보다 오버슈트가 적고 d-q축 전류제어의 상호간섭이 작음을 알 수 있다.

그림 14는 정상상태시 PWM CSC의 전원전압, 전원전류, 컨버터 입력전압과 전류, 캐패시터 전류를 보인다. 전원측 역률1 제어가 이루어짐을 알 수 있다.

그림 15는 PWM CSC에서 직류기준전류가 스텝변동



(a) PI 제어



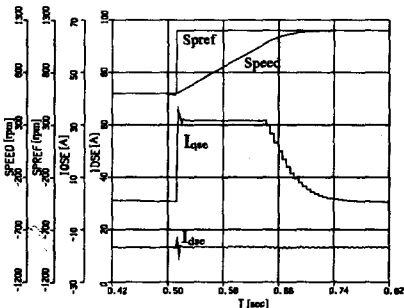
(b) 상태제환제어

그림 12. PWM VSC 과도응답.  
Fig. 12 Transient responses of PWM VSC.

(5A→35A)할 때, d-q축 전원전류의 과도응답을 보인다. PI제어에서는 C의 전압이 보상되지 않으므로 많은 리플이 보이며, 전류리플이 제거되도록 이득을 조정하면 출력전류의 과도응답이 낮아지게 된다.

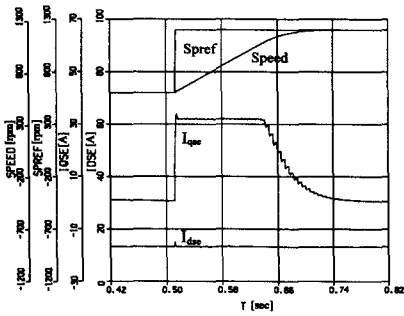
그림 16은 PWM CSI로 구동되는 전동기의 기준속도를 스텝변동(600rpm→1200rpm)하였을 때 전동기의 d-q축 전류의 과도응답을 보인다. PI 제어에서는 오버슈트가 크고 d-q축 전류제어의 간섭이 심하며, 전류의 리플이 크게 나타나지만 상태제환제어에서는 제어가 양호하게 이루어진다.

과도응답 비교를 위한 PI제어기의 이득선정은 [11]에 제시된 방법을 사용하였으며, 상태제환 제어를 사용한 경우와 외부제어루프의 응답(직류출력전압, 직류출력전류, 전동기 속도)이 같게 되도록 설정되었다. 그리고, 제시된 기법에서 최적극점배치를 위한 절대기준은 없으나, 일반적으로 그림 2와 같이 한다. 원하는 페루프 시스템의 극점과 시스템정수의 함수로 주어지는 이득행렬의 계산이 복잡하게 보이나 대부분의 행렬요소가 제어프로그램의 초기화과정에서 계산되므로 실시간 제어에 어려움이 없다. 단지, 인버터의 경우 전동기의 가변속과 관계되는  $\omega$ 를 포함하는 항만 속도제어 한 주기마다 고쳐주면 된다[4].



(a) PI 제어





(b) 상태궤환제어

그림 13. PWM VSI 구동 유도전동기의 과도상태특성.

Fig. 13 Transient responses of PWM VSI-fed induction motor.

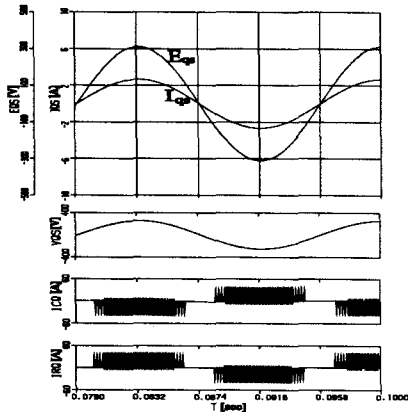
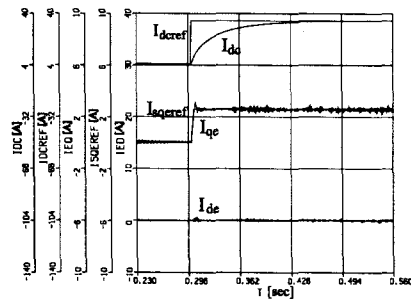


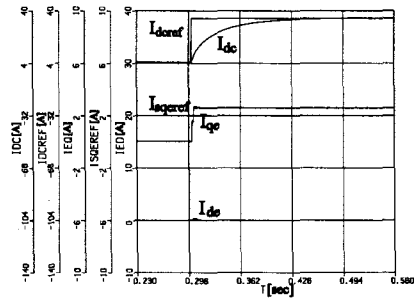
그림 14. PWM CSC의 정상상태 특성.  
Fig. 14 Performance of PWM CSC in steady-state.

VII. 결론

본 연구에서는 다변수 상태궤환이론을 응용하여 전력전자 시스템의 고성능 제어를 도모하였다. 시스

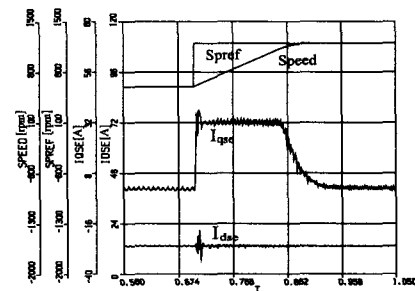


(a) PI 제어

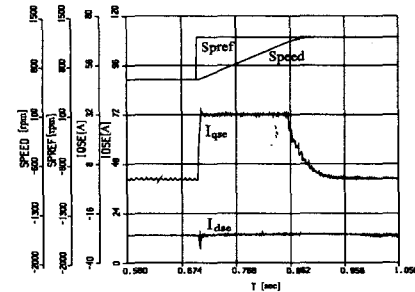


(b) 상태궤환제어

그림 15. PWM CSC의 과도특성.  
Fig. 15 Transient responses of PWM CSC.



(a) PI 제어



(b) 상태궤환제어

그림 16 PWM CSI 구동 유도전동기의 과도응답.

Fig. 16 Transient responses of PWM CSI-fed induction motor.

템 모델의 불확실성과 정수변동에 기인한 정상상태의 제어오차를 제거하기 위해 적분제어를 도입하였고 과도응답을 향상시키기 위해 외란과 기준입력에 대한 전향제어를 추가하였다. 상태궤환행렬은 극 점배치기법에 의해 결정되었고, 이 과정에서 새로운 GCCF로의 변환을 도입하였다.

대표적인 전력변환회로인 3상 전압형 PWM 컨버터 및 인버터, 3상 전류형 PWM 컨버터 및 인버터 시스템의 등가회로와 모델을 유도하여 해석하였고, 이들의 제어에 다변수 상태궤환이론을 적용하였다.

다양한 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 다변수 상태제환 제어의 우수성을 입증하였다.

## 부 록

### A.1 상태제환 $K$ 및 전향 이득행렬 $K_f$

#### (1) PWM VSC

$$K = \begin{bmatrix} (a_{11}-2a_1)L & a_{12}L & a_1^2 + \omega_{n1}^2 & 0 \\ a_{21}L & (a_{22}-2a_2)L & 0 & a_2^2 + \omega_{n2}^2 \end{bmatrix}$$

$$K_f = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -k_{11} + a_{11}L & -k_{11} + a_{12}L \\ 0 & 1 & -k_{21} + a_{21}L & -k_{22} + a_{11}L \end{bmatrix}$$

여기서,  $a_{ij}$ ,  $k_{ij}$ 는 각각  $A$ ,  $K$ 의  $i$ 행,  $j$ 열의 요소이다. 그리고 페루프 시스템의 극점은  $\alpha_1 \pm \omega_{n1}$ ,  $\alpha_2 \pm \omega_{n2}$ 에 설정하였다.

#### (2) PWM CSC

$$k_{11} = -[a_1^2 + \omega_{n1}^2 + 2a_1p_1 + a_{13}a_{31} - a_{11}(p_1 + 2a_1 - a_{11}) + a_{12}a_{21}]/a_{13},$$

$$k_{12} = a_{12}(p_1 + 2a_1 - a_{11} - a_{22})/a_{13},$$

$$k_{13} = p_1 + 2a_1 - a_{11}, \quad k_{14} = -(a_{12}a_{24} + a_{13}a_{34})/a_{13}$$

$$k_{15} = p_1(a_1^2 + \omega_{n1}^2)/a_{13}, \quad k_{16} = 0,$$

$$k_{21} = a_{21}(p_2 + 2a_2 - a_{22} - a_{11})/a_{24},$$

$$k_{22} = -[a_2^2 + \omega_{n2}^2 + 2a_2p_2 + a_{21}a_{12} -$$

$$- a_{22}(p_2 + 2a_2 - a_{22}) + a_{24}a_{42}]/a_{24}$$

$$k_{23} = -(a_{13}a_{21} + a_{24}a_{43})/a_{24}, \quad k_{24} = p_2 + 2a_2 - a_{22},$$

$$k_{25} = 0, \quad k_{26} = p_2(a_2^2 + \omega_{n2}^2)/a_{24}$$

$$k_{f11} = k_{13}/(a_{13}L), \quad k_{f12} = (k_{14} - a_{12}C)/(a_{13}L)$$

$$k_{f13} = -k_{11} + [k_{13}a_{11} - k_{14}a_{12} + a_{13} + a_{12}^2C]a_{13}$$

$$k_{f14} = -k_{12} + [k_{13}a_{12} + k_{14}a_{11} - a_{11}a_{12}C]/a_{13},$$

$$k_{f21} = [k_{23} + a_{12}C]/(a_{13}L), \quad k_{f22} = k_{24}/(a_{13}L)$$

$$k_{f23} = -k_{21} + [k_{23}a_{11} - k_{24}a_{12} + a_{11}a_{12}C]/a_{13},$$

$$k_{f24} = -k_{22} + [k_{23}a_{12} + k_{24}a_{11} + a_{13} + a_{12}^2C]/a_{13}$$

여기서,  $k_{fj}$ 는  $K_f$ 의  $i$ 행,  $j$ 열의 요소이며, 페루프 극점은  $\alpha_1 \pm \omega_{n1}$ ,  $\alpha_2 \pm \omega_{n2}$ ,  $p_1$ ,  $p_2$ 에 설정하였다.

### A.2 시뮬레이션 조건

#### (1) PWM VSC

입력전압: 3상, 220V, 직류출력전압: 350V,

L: 1mH, 캐패시터: 4700  $\mu F$ ,

전압제어주기: 1ms, 전류제어주기: 100 $\mu s$

#### (2) PWM VSI

입력전압: 300V, 유도전동기: 3상220V, 10Hp,

$R_s = 0.155 \Omega$ ,  $R_r = 0.17 \Omega$

$L_1 = L_2 = 1.2mH$ ,  $L_m = 33.8mH$ ,

$J = 0.12kg \cdot m^2$

속도제어주기: 5ms, 전류제어주기: 100 $\mu s$

#### (3) PWM CSC

입력 3상 220V, L=6.63mH, C=10  $\mu F$ ,

$L_{dc} = 100mH$

출력전류 제어주기: 2ms,

입력전류 제어주기: 100 $\mu s$

#### (4) PWM CSI

직류입력전류: 48A, C=20  $\mu F$ ,

(2)와 동일한 전동기

속도제어주기: 5ms, 전류제어주기: 100 $\mu s$

이 논문은 1996학년도 영남대학교  
학술연구조성비에 의한 것임.

## 참 고 문 헌

- [1] B. T. Ooi, J. C. Salmon, J. W. Dixon, and A. B. Kulkarni, "A Three-Phase Controlled Current PWM Converter with Leading Power Factor," *IEEE Trans. on IA*, vol. 23, no. 1, pp. 78~84, 1987.
- [2] X. Wang and B. T. Ooi, "Real-Time Multi-DSP Control of Three-Phase Current Source Unity Power Factor PWM Rectifier," *IEEE Trans. on PE*, vol. 8, no. 3, pp. 295~300, 1993.
- [3] T. W. Rowan and R. J. Kerkman, "A New synchronous current Regulator and Analysis of Current regulated PWM inverters," *IEEE Trans. on IA*, vol. 22, no. 4, pp. 678~690, 1986
- [4] D. C. Lee, S. K. Sul, and M. H. Park, "High Performance Current Regulator for a Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive," *IEEE Trans. on IA*, vol. 30, no. 5, pp. 1247~1257, 1994.
- [5] J. V. D. Vegte, *Feedback Control System*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1990.
- [6] J. J. D'Azzo and C. H. Houpis, *Linear Control System Analysis and Design*. New York: McGraw-Hill, 1988, pp. 628~632.
- [7] J. D. Wang and Y. T. Juang, "A New

approach for Computing the State Feedback Gains of Multivariable Systems," *IEEE Trans. on AC*, vol. 40, no. 10, pp. 1823~1826, 1995.

[8] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, and G. C. Verghese, *Principles of Power Electronics*, Addison-Wesley, 1991.

[9] 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.

[10] D. C. Lee, D. H. Kim, and D. W. Chung, "Control of PWM Current Source Converter and Inverter System for High performance Induction Motor Drives," *IEEE IECON proc.*, pp. 1100~1105, 1996.

[11] H. Sugimoto, M. Koyama, and S. Tami, *Practice of AC Servo System Theory and Design*(in Japanese), Sogo Electronics Pub. Co., 1990.



**이 동 춘 (李東椿)**

1963년 2월 20일생. 1985년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1987~1988년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 현재 영남대 공대 전기전자공학부 조교수.



**이 지 명 (李志明)**

1970년 3월 23일생. 1995년 경일대 공대 전기공학과 졸업. 1997년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 영남대 대학원 전기공학과 박사과정.