

## 전류제어 PWM 인버터의 HC에 대한 제어방식과 내부 피이드백제어의 특성

### The Characteristics of Control Scheme and Inner Feedback Control with HC of Current-Controlled PWM Inverter

鄭 東 和\* · 裴 晋 鎬\*\*  
(Dong-Hwa Chung) · (Jin-Ho Bae)

*Abstract* - Existing current-controlled inverters with hysteresis controller(HC) result in the dependence of the inverter on its load characteristics, poor inverter utilization due to too much or too little supply voltage, and the current error in the hysteresis band(HB) which causes deterioration of operation of the supplied motor.

In this paper, techniques and results of modeling the operation of current-controlled three phase power inverter with HC are presented. Four symmetrical control schemes are considered: the so called three independent control, three semi-dependent control(a), three semi-dependent control(b) and three dependent control each using three current controller. The dependence of the inverter on its load has been studied. To overcome this difficulty, an inner feedback control has been introduced and optimum parameter has been determined. With the addition of an inner feedback control, adjustment of the switching frequency to a desired value is possible. Also, this modification improves operating characteristics of inverter by enforcing a switching pattern of low dependence on the load, resulting in significantly improved quality of the output current.

**Key Words** : PWM Inverter(PWM 인버터), Inner Feedback Control(내부 피이드백제어),  
Hysteresis Current Control(히스테리시스 전류제어)

## 1. 서 론

전압원 PWM 인버터의 전류제어방식은 벡터제어를 이용하여 교류전동기의 고속, 정밀 제어가 가능하며 NC 공작기계, 엘리베이터 및 로봇등에 적용되어 일반 산업계에 많은 관심을 끌고 있다. 전류제어 PWM 방식에는 HC(Hysteresis Controller) [1~5], RCC(Ramp Comparison Controller) [2, 4, 6] 및 PC(Predictive Controller) [2~4, 7, 8] 방식이 대표적이다. RCC 방식은 인버터를 고정주파수에서 동작시킬 수 있으며 전류 고조파가 적게 나타나는 장점이 있다. 그러나 시스템응답이 피이드백루프의 안정조건을 초월하게 되며 부하 파라미터에 종속하게 되어 실제전류가 기준전류에 비해 위상지연이 발생하게 된다. PC 방식은 응답시간과 정확성에 의해 최적 스위칭패턴을 발생시킬 수 있는 장점은 있으나 온라인, 실시간제어의 계산수행이 복잡하고 부하 파라미터의 정확한 사전인식이 필요하다.

HC방식은 빠른 응답과 정확성을 기할 수 있으며 구현이 간단하고 부하 파라미터의 정확한 인식을 필요로 하지 않는다. 그러나 HC방식은 다음과 같은 문제점이 있다.

- (1) 인버터의 스위칭주파수가 부하의 특성과 HB(Hysteresis Band)에 매우 종속된다. 유도전동기 부하는 역기전력과 누설 인덕턴스에 종속되므로 HB의 정확한 조절이 어렵다.
- (2) 히스테리시스 비교기의 이득을 무한대로 가정하였기 때문에 어떤 옴셋오차나 드리프트가 3상 전류제어루프에서 영순시분을 야기시킨다. 이는 전류의 응답이 나쁘고 평균 중성점전위의 변동을 야기시킨다.
- (3) 비 중성점인 시스템에서는 실제 전류오차가 3상 기준전류의 합을 영으로 가정하였기 때문에 실제 전류가 HB를 초과할 수 있다.
- (4) HC를 적절하게 동작시키기 위한 방향으로 실제전류를 강제화하기 위해 충분한 전압이 필요하다. 이는 인버터의 이용율을 저하시키며 전압제어 전압원 인버터와 비교하여 소자정격을 증가시킨다.

(5) 실제에 있어서 HC동작은 스위칭패턴의 고유 랜덤으로 동작특성을 예측하는데 약간 어려우며 이 동작은 부하에서 오픈회로와 같이 폴트(fault) 조건하에서는 결정되지 않는다.

(6) HC의 전류제어 인버터의 보호는 게이팅신호의 랜덤 출현 때문에 어려움이 있다.

이러한 HC방식의 문제점을 해결하기 위하여 Nabae등은 과도상태에서 고속 전류응답의 특성을 얻고 정상상태에서는 고조파가 저감된 전류제어를 이룰 수 있는 전류제어 PWM인버터를 위한 마이크로프로세서에 기초한 새로운 방법을 제시하였다. [3] 이 방식은 전류 피이드백의 스위칭주파수를 도입하여 인버터 동작에서 부하의 종속성이 저감된 결과를 가져오는 장점은 있으나 인버터 제어방법에는 종래의 HC방식보다 더 복잡하다. Tenti등은 HC에 의한 전류제어 인버터의 새로운 제어방식을 제시하였다. [8] 이 방식은 부하 파라미터의 추정에 의한 부분 상간 비간섭을 인버터 각상의 전류제어회로에 상호간섭을 최소화하고 스위칭주파수를 안정화시키는 장점은 있으나 부하 파라미터의 사전인식이 필요한 어려움이 있다.

본 연구에서는 이러한 문제를 해결하기 위하여 전압원 PWM인버터의 전류제어방식인 HC방식을 4가지 제어방식에 대해 특성을 제시하고 HC방식에 내부 피이드백제어를 적용하여 인버터 동작특성을 훨씬 개선시켜 본다. 또한 기준전류의 빠른 변동에도 실제전류의 추종성의 양호함을 제시하며, 본 방식을 유도전동기 부하에 적용하여 시뮬레이션을 행하고 본 연구의 타당성을 입증해 본다.

## 2. 3상 전류제어 인버터의 설명과 수학적 모델명

### 2.1 인버터의 구성과 동작

HC방식에 의한 전류제어 3상 브리지 인버터의 기본 시스템도는 그림 1과 같다. 순시 부하전류인 실제전류  $i_A$ ,  $i_B$  및  $i_C$ 를 검출하여 기준전류  $i_A^*$ ,  $i_B^*$  및  $i_C^*$ 와 각각 비교한다. 전류제어 오차  $e_A$ ,  $e_B$  및  $e_C$ 는 스위칭 신호발생기에 의해 인버터의 반도체 전력스위치에 동작하는 HC로 들어간다. 일반적인 HC특성은 그림 2에 나타난다. HC의 히스테리시스의 루프의 폭 H는 인버터 출력전류의 여유폭을 결정한다. HC의 출력신호는  $u_A$ ,  $u_B$  및  $u_C$ 로 나타난다. 그림 1에서 스위칭신호 발생기의 스위칭신호는 2진수가 되며  $a^* - c^*$ 의 신호를 발

\*正 會 員 : 順天大學校 電氣工學科 助教授 · 工博

\*\*正 會 員 : 嶺南大學校 電氣工學科 教授 · 工博

接 受 日 字 : 1992年 1月 29日

1 次 修 正 : 1992年 4月 22日

2 次 修 正 : 1992年 6月 27日

3 次 修 正 : 1992年 8月 2日

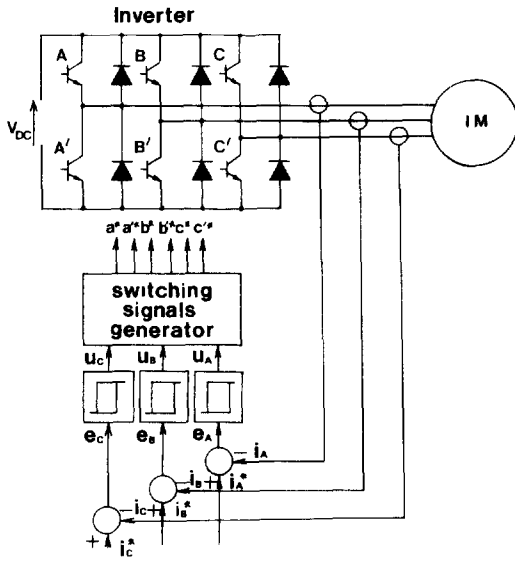


그림 1 HC에 의한 전류제어 인버터 구성도  
 Fig. 1 Configuration diagram of a current-controlled inverter with HC

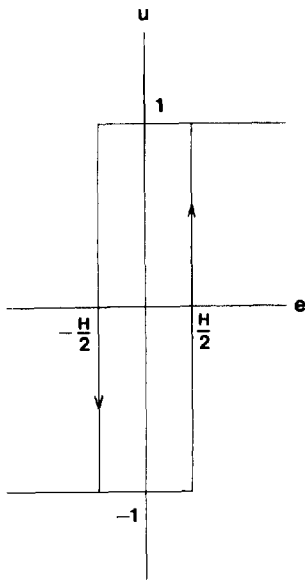


그림 2 HC의 특성  
 Fig. 2 Characteristics of a HC

생시커 인버터 스위치에 가한다. 여기서 '첨자는 변수의 부울보수를 나타낸다. 인버터의 반도체 스위치는 한쌍으로 된 2진 스위치의 3개군 즉 AA', BB' 및 CC'로 구성된다. 인버터의 한 가지

(branch)에서 반도체스위치는 동시에 "온"(단락회로 조건) 또는 "오프"(개방회로 조건)가 될 수 없다. 만약 A가 온되면 A'는 오프가 되고 A'가 온되면 A는 오프가 된다. 따라서 8개의 가능한 스위칭모드가 나타난다.

2.2 3상 브리지 인버터의 전압방정식

브리지 인버터의 순시 출력 상전압은 벡터 식 (1)과 (2)로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = V_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = V_{DC}/3 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서  $V_{DC}$ 는 인버터의 DC공급전압이다.

2.3 유도전동기의 부하 방정식

유도전동기는 다음과 같이 벡터 미분방정식으로 표현된다. [10, 11]

$$V = Zi \quad (3)$$

여기서,

$$V = \begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \\ V_{d2} \\ V_{q2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$Z = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 P & 0 & L_m P & 0 \\ 0 & R_1 + L_1 P & 0 & L_m P \\ L_m P & -L_m \omega_r & R_2 + L_2 P & -L_2 \omega_r \\ L_m \omega_r & L_m P & L_2 \omega_r & R_2 + L_2 P \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$i = \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서,

- $V_{d1}, V_{q1}$  : 고정자에 고정된  $d-q$ 축에서 고정자전압
- $V_{d2}, V_{q2}$  : 고정자에 고정된  $d-q$ 축에서 회전자전압
- $i_{d1}, i_{q1}$  : 고정자에 고정된  $d-q$ 축에서 고정자전류
- $i_{d2}, i_{q2}$  : 고정자에 고정된  $d-q$ 축에서 회전자전류
- $R_1$  : 상당 고정자저항

- $R_2$ : 상당 회전자저항
- $L_1$ : 상당 고정자 자기 인덕턴스
- $L_2$ : 상당 회전자 자기 인덕턴스
- $L_m$ : 상당 자화 인덕턴스
- $\omega_r$ : 회전자 각속도

$$P = \frac{d}{dt}$$

3상을 2상  $d$ - $q$ 축으로 변환하거나 2상을 3상으로 변환하는 행렬식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (8)$$

모델링의 목적을 위하여 식(3)을 벡터 상태방정식 형태로 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{di}{dt} = \mathbf{A}i + \mathbf{B}V', \quad V' = \begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{q1} \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서,

$$\mathbf{A} = \frac{1}{L^2} \begin{bmatrix} R_1L_2 & -L_m^2\omega_r & R_2L_m \\ L_m^2\omega_r & -R_1L_2 & L_2L_m\omega_r \\ R_1L_m & L_1L_m\omega_r & -R_2L_1 \\ -L_1L_m\omega_r & R_1L_m & -L_1L_2\omega_r \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{B} = \frac{1}{L^2} \begin{bmatrix} L_2 & 0 \\ 0 & L_2 \\ -L_m & 0 \\ 0 & -L_m \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$L^2 = L_1L_2 - L_m^2 \quad (12)$$

드라이브 시스템의 동적동작 방정식은 다음과 같다.

$$T_m = \frac{3}{4} pL_m(i_{d1}i_{q1} - i_{a2}i_{q2}) \quad (13)$$

$$T_m = J \frac{d\omega_m}{dt} + T_L \quad (14)$$

여기서,

- $T_m$ : 전동기의 토크
- $p$ : 전동기의 극수
- $J$ : 전동기의 관성모멘트
- $T_L$ : 부하 토크

### 3. 제어방식

제어방식은 스위칭 신호발생기의 동작 알고리즘 즉 입력신호  $u_A, u_B$  및  $u_C$ 와  $a^* - c^*$  사이의 관계에서 정해진다. 각 HC는 하나이상의 반도체 전력 스위치에 영향을 줄 수 있으므로 여러 제어방식이 가능하며 스위칭 신호발생기의 내부구성에 의해서 결정된다. 3상 브리지 인버터의 전력회로는 대칭적 구성이며 정현전류의 대칭군을 발생시키므로 대칭적 제어방식을 고려해야 한다.

#### 3.1 독립제어 방식(TIC)

부하전류가  $-HB$ 에 도달할 때 HC의 출력신호가  $-1$ 에서  $1$ 로 변환하기 위해 스위칭신호의 상태변수를  $1$ 이 되게 하여 스위칭 신호발생기에 의해 주입된다. 이 방식에서 다른 상태변수는 영향을 받지 않으며 그림 3에 나타난다. 예를들면 실제전

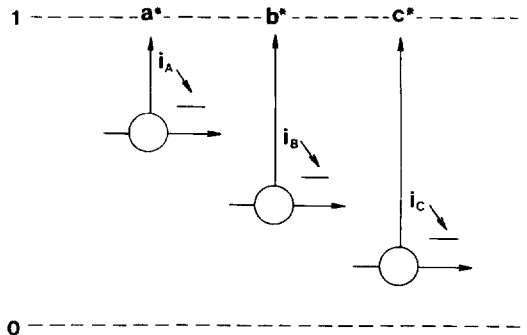


그림 3 독립제어 방식의 동작  
Fig. 3 The operation of independent control scheme

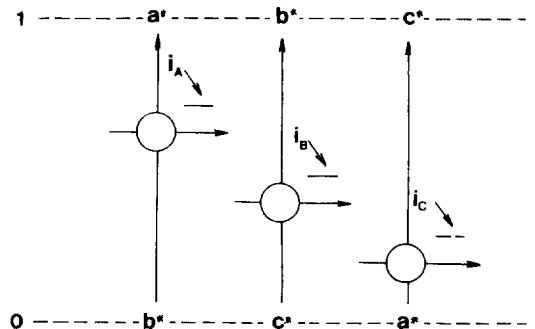


그림 4 반종속제어 방식(a)의 동작  
Fig. 4 The operation of semi-dependent control scheme(a)

류  $i_A$ 가  $-HB$ 에 도달하면 기준상태변수  $a^*$ 는 1이 된다. 같은 원리가  $B$ 와  $C$ 상에서도 적용되지만 상간 상호작용은 나타나지 않는다. 그러므로 3제어기의 각각은 인버터 전력회로의 한 가지에만 영향을 주게 되므로 이 제어방식을 독립제어 방식이라 한다. 일반적으로  $x, y, z$ 는 상  $A, B, C$ 의 구성으로 표현된다면  $x^*, y^*, z^*$ 는 인버터의 기준 논리변수군과 일치한다. 독립제어방식은  $u_x$ 가  $-1$ 에서  $1$ 로 변화할 때  $x^*$ 는 1이 되고  $y^*$ 와  $z^*$ 는 변화하지 않는다는 원리에 기초를 둔다.

**3.2 반종속제어 방식(TSDC(a))**

그림 4는 반종속제어 방식(a)의 일반적 동작을 나타낸다.  $u_x$ 가  $-1$ 에서  $1$ 로 변화할 때  $x^*$ 는 1이 되고  $y^*$ 는 0이 되며  $z^*$ 는 변화하지 않는다. 역으로  $u_x$ 가 1에서  $-1$ 로 변화할 때  $x^*$ 는 0이 되고  $y^*$ 는 1이 되며  $z^*$ 는 변화하지 않는다. 이 제어방식은 하나의 기준 변수가 독립되어 있고 다른 두 기준변

수는 서로 종속이기 때문에 반종속제어 방식이라 한다. (a)는  $z^*$ 가 변하지 않는다는 것을 나타낸다.

**3.3 반종속제어 방식(TSDC(b))**

그림 5는 반종속제어 방식(b)의 일반적 동작을 나타낸다.  $u_x$ 가  $-1$ 에서  $1$ 로 변화할 때  $x^*$ 는 변화하지 않고  $y^*$ 와  $z^*$ 는 0이 된다. 역으로  $u_x$ 가 1에서  $-1$ 로 변화할 때  $x^*$ 는 변화하지 않고  $y^*$ 와  $z^*$ 는 1이 된다. 여기서 (b)는  $x^*$ 가 변하지 않는다는 것을 나타낸다.

**3.4 종속제어 방식(TDC)**

그림 6은 종속제어 방식의 일반적인 동작을 나타낸다.  $u_x$ 가  $-1$ 에서  $1$ 로 변화할 때  $x^*$ 는 변화하지 않고  $y^*$ 와  $z^*$ 는 0이 된다. 역으로  $u_x$ 가 1에서  $-1$ 로 변화할 때  $x^*$ 는 0이 되고  $y^*$ 와  $z^*$ 는 1이 된다. 모든 3상 기준변수는 서로 종속이다.

**4. 내부 피이드백제어**

**4.1 내부 피이드백제어의 이론**

전류제어 HC의 동작특성은 부하에 대해 인버터 동작이 매우 종속적이다. 내부 피이드백제어는 뱅-뱅으로 제어되는 높은 관성부하, 강제 스위칭패턴 및 인버터의 부하중속을 저감하기 위하여 사용되었다. Van Wyk[12]는 단상 전류제어 인버터의 HC주위에 내부 피이드백 루프를 추가시켰다. 그러나 이의 작용은 단상이기 때문에 상간 상호작용

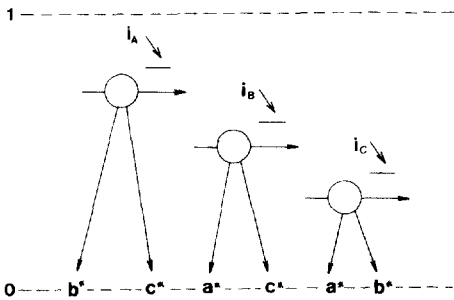


그림 5 반종속제어 방식(b)의 동작  
Fig. 5 The operation of semi-dependent control scheme(b)

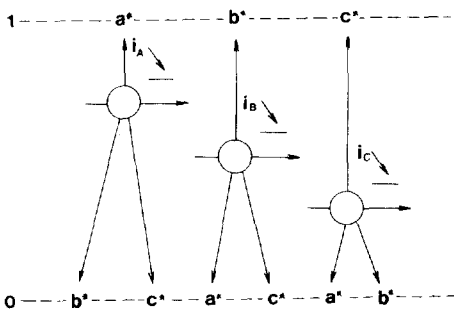


그림 6 종속제어 방식의 동작  
Fig. 6 The operation of dependent control scheme

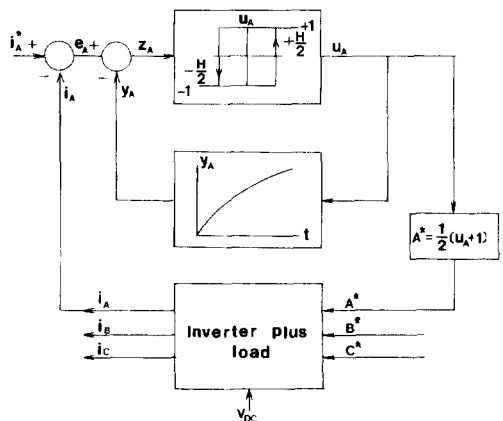


그림 7 내부 피이드백제어에 의한 HC  
Fig. 7 HC with an inner feedback control

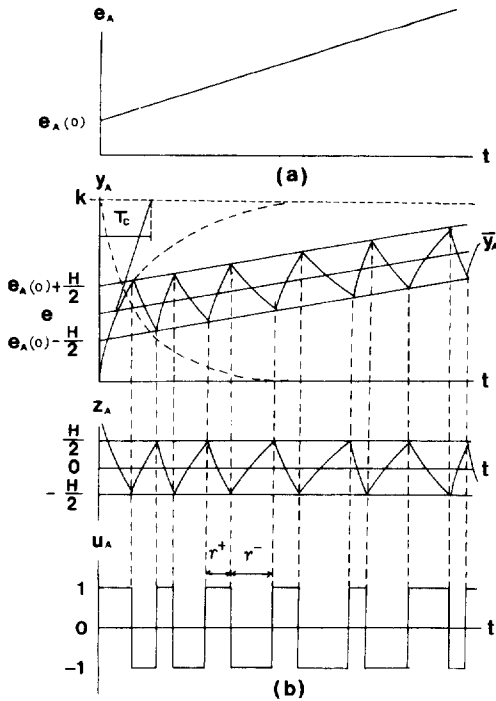


그림 8 내부 피드백 변수의 파형  
 (a) 전류오차 (b) 다른변수  
**Fig. 8** Waveform of the inner feedback variables  
 (a) current error  
 (b) other variables

은 적게 나타나므로 간단하다.

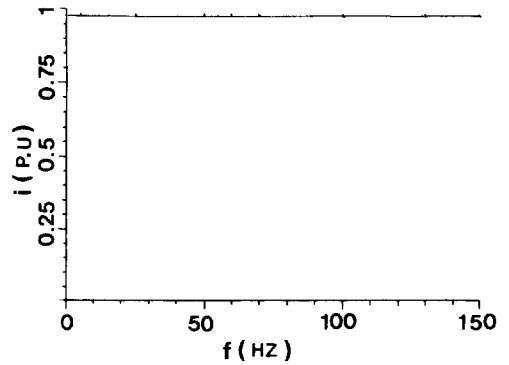
본 연구에서는 전류제어 3상 인버터의 HC에서 내부 피드백제어를 제시하며 독립제어방식에 적용한다. 내부 피드백제어에 의한 블럭도는 그림 7과 같다.

1차 負 피드백루프는 인버터의 각 상에서 HC를 둘러싼다. 예를 들면 상 A만을 고려하면 시스템의 동작특성을 결정하기 위하여 전류오차  $e_A$  및 제어기 출력신호  $u_A$ 의 평균치  $\bar{u}_A$ 사이의 관계를 해석할 수 있다.

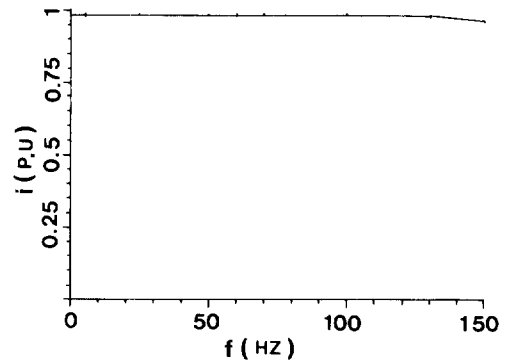
그림 8은 내부 피드백제어의 관계와 동작원리를 설명한다. 실제 오차신호  $e_A(t)$ 가 그림 8(a)의 스텝과 램프 함수라면 내부 피드백의 피드백 신호  $y_A$ 는 그림 8(b)에 나타낸다.

내부 피드백 신호에 대해 다음식을 적용할 수 있다.

$$\dot{y}_A^+ \approx \frac{k - \bar{y}_A}{T_c} \text{ 및 } \dot{y}_A^- \approx \frac{-k - \bar{y}_A}{T_c} \quad (15)$$



(a)  $r/T=0.25$



(b)  $r/T=0.25$

그림 9 주파수 대 기본 출력전류의 크기  
**Fig. 9** Magnitude of fundamental output current versus frequency

첨자 “+”와 “-”는 HC의 온타임과 오프타임을 나타내며  $k$ 와  $T_c$ 는 내부 피드백의 전달함수에 대한 이득과 시정수이다. 온과 오프 스위칭타임은 다음과 같이 결정된다.

$$\gamma^+ \approx \frac{H}{\dot{y}_A^+ - \dot{e}_A} \text{ 및 } \gamma^- \approx \frac{H}{-\dot{y}_A^- - \dot{e}_A} \quad (16)$$

여기서,

$\gamma^+$  : 온타임

$\gamma^-$  : 오프타임

$H$  : HC여유폭

$\dot{e}_A$  : 오차 변화율

식(15)를 식(16)에 대입하여 정리하면 온타임과 오프타임은 다음과 같다.

$$\gamma^+ \approx \frac{H}{k - \bar{y}_A - e_A} T_c \quad (17)$$

$$\gamma^- \approx \frac{H}{k + \bar{y}_A + e_A} T_c \quad (18)$$

여기서  $\bar{y}_A$ 는 스위칭의 한주기이며 신호  $y_A$ 의 평균치이다. HC의 평균출력신호는 다음과 같다.

$$\bar{u} = \frac{\gamma^+ - \gamma^-}{\gamma^+ + \gamma^-} \quad (19)$$

식(17)과 (18)을 식(19)에 대입하여 다시 정리하면 다음식을 얻는다.

$$\bar{u} = \frac{1}{k} (\bar{y}_A + T_c e_A) \quad (20)$$

그림8에서  $\bar{y}_A \approx e_A$ 이므로 식(20)은 식(21)로 표현할 수 있다.

$$\bar{u} = \frac{1}{k} (e_A + T_c e_A) \quad (21)$$

여기서 내부 피드백에 의한 HC는 인버터전류의 PD제어를 사용한다. 인버터의 스위칭주파수는 다음과 같다.

$$f_{sw} = \frac{1}{\gamma^+ + \gamma^-} \quad (22)$$

식(22)에 식(17)과 (18)을 대입하여 다시 정리하면 스위칭주파수는 다음과 같이 결정된다.

$$f_{sw} = \frac{k^2 - (\bar{y}_A + T_c e_A)^2}{2kT_c H} \quad (23)$$

만약  $k \gg (\bar{y}_A + T_c e_A)$ 이면 식(23)은 식(24)와 같다.

$$f_{sw} = \frac{k}{2T_c H} \quad (24)$$

식(24)는 인버터 부하와 거의 무관한 스위칭패턴임을 알 수 있다. 스위칭주파수는 어떤 한계치

내의 필요한 값으로 설정할 수 있다. 이는  $f_{sw}$ 의 최적값은 주어진 부하에 대해서는 중요한 특성이며 인버터와 부하에서 전손실을 최소화한다는 것을 의미한다.

### 4.2 여러 주파수에서 인버터의 안정도

설정 주파수범위내에서 인버터의 안정도를 조사하기 위하여 시정수  $r/T=0.05$ 와  $r/T=0.25$ 를 사용하였다. 그림 9(a)와 (b)는 여러주파수에서 내부 피드백제어에 의한 인버터의 안정도를 나타낸다. 주파수를 0(Hz)에서 150(Hz)로 증가하면 인버터의 부하 전류는 일정하다. 이는 인버터가 고려한 주파수범위내에서 완전한 동작과 안정도를 나타낸다.

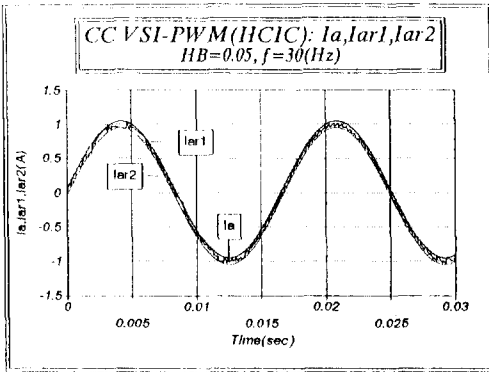
## 5. 시뮬레이션 결과

여러 제어방식에 의해 전류제어 PWM인버터로 제어되는 유도전동기의 시스템 파라미터는 표1과 같다.

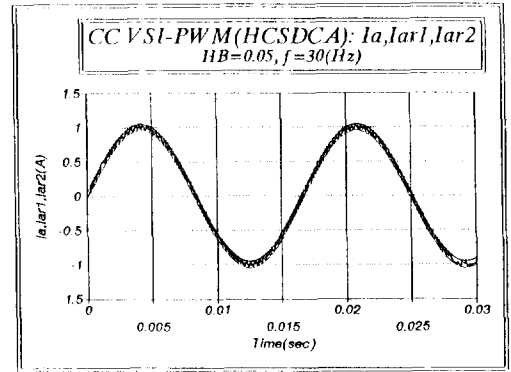
그림 10은 4가지 제어방식에 대한 실제전류의 추종성을 나타내며 그림 10(a)는 TIC방식, (b)는 TSDC(a)방식, (c)는 TSDC(b)방식 및 (d)는 TDC방식이다. TIC방식은 구성이 가장 간단하기 때문에 가장 많이 사용된다. TIC방식은 가장 광범위한 안정영역을 가지고 있지만 TDC와 비교하여 전류리플 및 전류오차가 크게 나타나고 있음을 알 수 있다. 또한 TIC는 인버터의 3개의 독립제어 상사이에서의 상호작용으로 전동기 동작을 악화시키는 원인이 된다. TSDC(a)방식은 다른 방법과 비교하여 가장 큰 전류리플 때문에 특별한 장점이 나타나지 않는다. 반면에 TSDC(b)방식은 TSDC(a)에 비해 안정영역이 매우 높고 HB내에서 연속적으로 전류가 제어됨을 알 수 있다. TDC

표 1 시스템 파라미터  
Table 1 System parameter

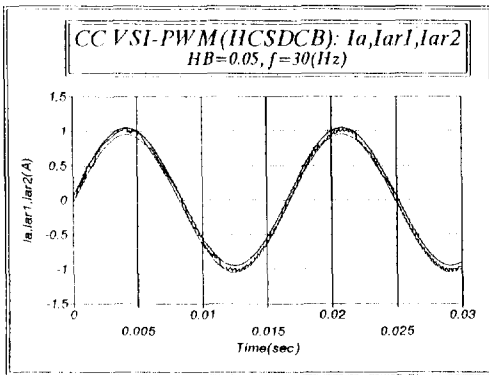
파라미터	값	파라미터	값
$L_1$	0.00986 (P.U.)	$P$	4pole
$L_2$	0.00984 (P.U.)	$V_{DC}$	1.6919 (P.U.)
$R_1$	0.0233 (P.U.)	$T_c$	8( $\mu$ sec)
$R_2$	0.0194 (P.U.)	$k$	0.0506
$L_m$	0.00953 (P.U.)	$H$	0.1 (P.U.)
$T_L$	0.4 (P.U.)	HB	0.05 (P.U.)
$J$	3.17684 (P.U.)	$I_{ref}$	1 (P.U.)
$L$	0.0000624 (P.U.)	$f$	60 (Hz)



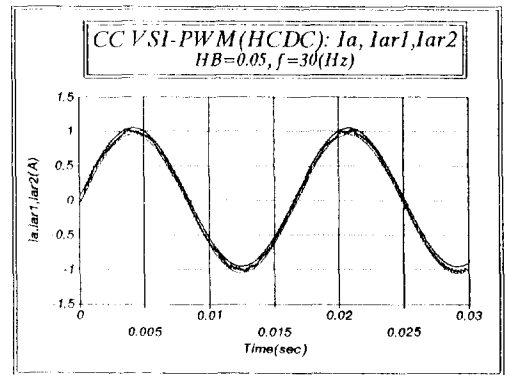
(a) TIC



(b) TSDC



(c) TSDC



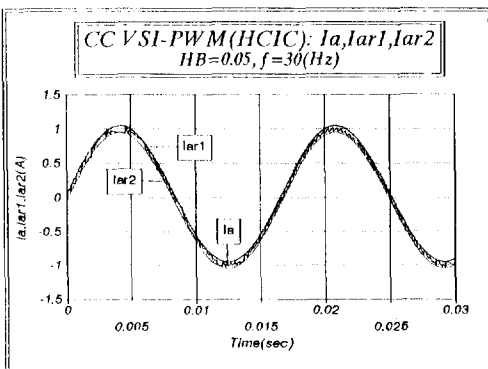
(d) TDC

그림 10 출력전류의 파형

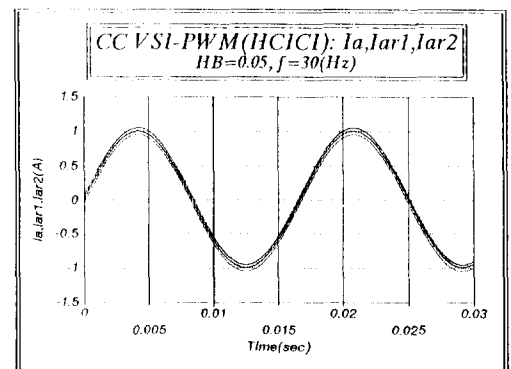
Fig. 10 Waveform of output current

방식은 TIC에 비해 전류리플 및 전류오차도 적게 나타나므로 인버터의 고속 반도체의 전력스위치에

사용할 수 있는 장점이 있다. 고주파수 반도체의 전력스위치 및 전류센서가 진보되어 인버터의 적

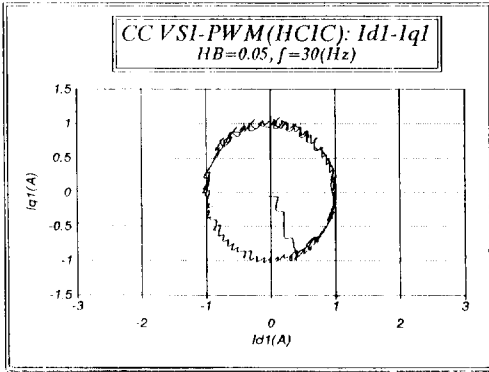


(a) 내부 피드백이 없는 출력전류파형  
(a) output current waveform without the inner feedback

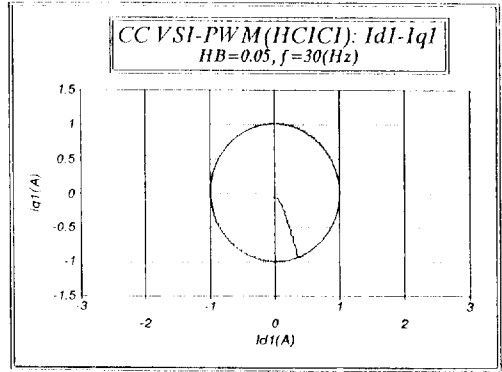


(b) 내부 피드백이 있는 출력전류파형  
(b) output current waveform with the inner feedback





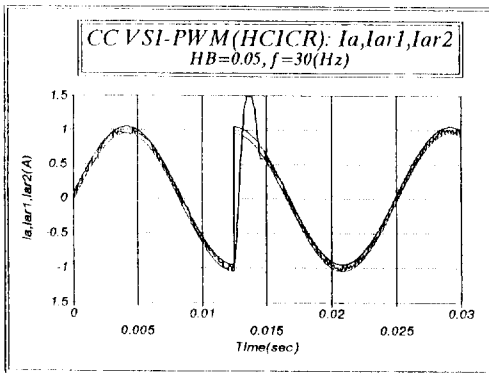
(c) 내부 피드백이 없는 출력전류제적  
(c) output current locus without the inner feedback



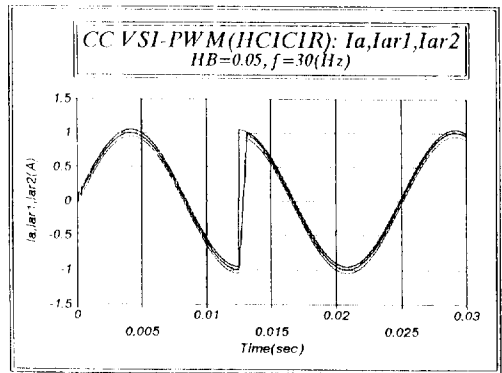
(d) 내부 피드백이 있는 출력전류제적  
(d) output current locus with the inner feedback

그림 11 인버터의 출력전류 및 전류오차

Fig. 11 Output current and current error of inverter



(a) 내부 피드백이 없는 경우 기준전류의 빠른 상변화에서 전류응답  
(a) Current response at rapid phase change of the reference current without the inner feedback



(b) 내부 피드백이 있는 경우 기준전류의 빠른 상변화에서 전류응답  
(b) Current response at rapid phase change of the reference current with the inner feedback

그림 12 출력 전류응답

Fig. 12 Output Current response

용에 TDC가 유용하며 특히 소, 중 전력소자에 적합하다.

그림 11은 내부 피드백제어가 없는 경우와 내부 피드백제어를 할 경우의 출력전류의 파형을 나타낸다. 그림 11(a)는 내부 피드백제어가 없는 경우의 출력전류의 파형이며 실제전류  $i_a$ 가 기준전류  $i_{ar1}$ 과  $i_{ar2}$ 의 HB범위내에서 잘 추종되고 있으나 전류리플이 많이 나타난다. 그림 11(b)는 내부 피드백제어를 할 경우의 출력전류의 파형이며 실제전류가 연속적으로 기준전류의 HB내에서 거의 정현적으로 변화함을 알 수 있다. 이는

전류리플의 대폭적인 감소와 부하에 거의 종속하지 않음을 나타낸다. 그림 11(c)는 내부 피드백이 없는 경우, 그림 11(d)는 내부 피드백제어를 할 경우의  $i_{d1}$ 에 대한  $i_{q1}$ 의 전류제적을 나타낸다. 내부 피드백제어를 한 경우인 그림 11(d)가 그림 (c)보다 전류리플 및 전류오차가 대폭적으로 감소되고 있음을 쉽게 알 수 있다.

그림 12는  $(3/2)\pi$ 에서 전류의 기준신호를 갑자기 변화했을 경우의 전류응답을 비교하기 위하여 출력전류 파형을 나타낸 것이다. 그림 12(a)는 내부 피드백제어가 없는 경우는 전류응답이며 그

림 12(b)는 내부 피이드백제어를 할 경우의 전류 응답이다. 내부 피이드백제어를 할 경우의 그림 (b)는 그림 (a)에 비해 전류제어의 속도 및 정확성에서 훨씬 개선되고 있음을 알 수 있다.

## 6. 결 론

벡터제어를 이용한 3상 전류제어 PWM 인버터는 고도한 성능을 요구하는 제철, 제지 기계와 빈번한 가감속 운전을 요구하는 NC 동작기계, 엘리베이터, 로봇트동에 적용되어 전기, 전자 제어시스템의 핵심기기로 사용되고 있으며 광범위하게 적용되고 있다. 특히 4가지 제어방식을 비교, 평가하여 설계자가 특정의 적용에 적합한 가장 최선의 제어방식을 선택하여 사용해야 할 것이다. 기본 전류제어의 HC제어시스템에서는 1차 피이드백 루프를 첨가하여 종래의 HC를 간단하게 수정하여 내부 피이드백제어를 행할 수 있다. 내부 피이드백제어의 특징은 다음과 같다.

- (1) 부하에서 인버터동작의 종속성은 많이 감소된다.
- (2) 스위칭주파수를 필요한 범위로 조절하면 스위칭 주파수의 변동이 매우 감소된다.
- (3) 인버터에서 스위칭타임은 매우 짧고 평균 스위칭주파수는 내부 피이드백제어를 하지 않았을 경우보다 높다.
- (4) 전류리플과 전류오차는 내부 피이드백제어를 하지 않을 경우보다 대폭적으로 감소된다.
- (5) HB내에서 연속적으로 전류를 제어할 수 있으며 기본과전류는 기준전류의 값과 거의 같다.

내부 피이드백제어는 각 HC에 하나의 OP앰프를 추가하여 인버터 제어시스템에서 아날로그소자로서 간단하게 구현시킬 수 있으므로 저가, 저용량인 전류제어 PWM인버터의 HC에 적합하다. 그리고 전류리플의 대폭적인 저감으로 전동기의 손실, 전자기적인 소음 및 진동, 토오크리플등을 저감시켜 효율을 향상시킬 수 있으며 고성능 및 정밀제어가 가능하다.

이 논문은 1992년도 교육부지원 한국학술진흥재단의 지방대학육성과제 학술연구조성비에 의하여 연구되었음.

## 참 고 문 헌

- [1] S.C. Peak and A.B. Plunkett, "Transistorized PWM inverter induction motor drive system," in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, pp. 892~898, 1982.
- [2] D.M. Brod and D.W. Novotny, "Current control of VSI-PWM inverter," IEEE Trans. Ind. Appl., no. 4, Vol. IA-21, pp. 562~570, 1985.
- [3] A. Nabae, et al., "A novel control scheme of current-controlled PWM inverter," in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, pp. 1473~1478, 1985.
- [4] D.H. Chung, "Control characteristics of current controlled PWM using vector control in VSI-IM drive system," Journal of KITE, Vol. 28-B, no. 12, pp. 38~50, 1991.
- [5] Y.J. Lee, et al., "Space vector based current controller for vector control of AC motor," The journal of KICS, Vol. 15, No. 9, pp. 753~763, 1990.
- [6] T.M. Rowan and R.J. Kerkman, "A new synchronous current regulator and analysis of current regulated PWM inverter," in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, pp. 487~495, 1985.
- [7] J. Holtz and S. Stadtfeld, "A predictive controller for the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source," in Proc. IPEC conf., pp. 1665~1675, 1983.
- [8] H. Le Huy and L.A. Dessaint, "An adaptive current controller for PWM inverter," in IEEE PESC Conf. Rec., pp. 610~616, 1986.
- [9] P. Tenti, et al., "A novel hysteresis control method for current-control method for current-controlled VSI inverters with constant modulation frequency," in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, pp. 851~855, 1987.
- [10] B. Adkins and R.G. Harleg, "The general equations of AC machines," John Willey and Sons, Inc., 1975.
- [11] Gabriel Kron, "A short course in tensor anal-

ysis for electrical engineers," John Willey and Sons, Inc., 1975.

[12] J.D. Van Wyk, et al., "Simulation and experimental of a reactively loaded PWM con-

verter as a fast source of reactive power," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-22, no. 6, pp. 1082~1089, 1986.



**정동화(鄭東和)**

1955년 8월 15일생. 1979년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과(박사). 1988년 현대중전기 기술연구소 책임연구원. 현재 순천대학교 전기공학과 조교수.



**배진호(裵晉鎬)**

1931년 6월 24일생. 1956년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1964~66년 부산대 전기공학과 교수. 1985년 당학회 부회장역임 현재 영남대 공대 전기공학과 교수(공박).