

# VSI-IM 구동 시스템에 벡터제어를 이용한 전류제어 PWM 방식의 제어특성

## (Control Characteristics of Current Controlled PWM Using Vector Control in VSI-IM Drive System)

鄭 東 和\*

(Dong Hwa Chung)

### 要 約

PWM VSI의 전류제어방식은 전류제한 범위내에서 빠른 응답때문에 매우 관심을 끌었으며 특히 AC 전동기구동 및 UPS 시스템과 같은 강력한 고성능 시스템의 적용에 적합하다. 이 방식의 특징은 전류피크의 저감, 인버터 스위칭주파수의 저감, 인버터와 부하의 스트레스 저감에 의하여 부하에서 근사 정현파를 얻을 수 있다. 고성능 전류제어 인버터는 과도상태에서 빠른 전류응답과 정상상태에서 고조파전류를 저감해야 한다.

본 논문에서는 VSI-IM 구동 시스템의 실제 전류를 제어하기 위하여 PWM 인버터의 전류 제어방식인 HC, RCC 및 PC의 여러 특성을 비교하여 제시한다.

### Abstract

A current-controlled scheme of pulse width modulation voltage source inverter (PWM VSI) has attracted considerable attention due to its fast response with current limit and especially suitable for potentially high performance applications such as AC motor drives and UPS systems. These features yield near-sinusoidal currents in the load with reduced current peaks, lower inverter switching frequency and reduce inverter and load stresses.

A high performance current-controlled inverter must have a quick response in transient state and low harmonic current in steady state.

This paper compares and shows the controlled-characteristics with hysteresis controller (HC), ramp comparison controller (RCC) and predictive controller (PC) of PWM inverter to control actual current of VSI-IM.

### I. 서 론

1964년, Schonung과 Stemmler에 의해 SPWM (sinusoidal pulse width modulation) 방식<sup>[1]</sup>이 발표된 이래 지금까지 전력 전자분야의 시스템제어에 다양한 PWM 방식이 연구되어 왔으며<sup>[2]-[6]</sup> 실제 구현도 가능하여 전력용 반도체 산업계에 큰 호응을 얻고 있

\*正會員, 順天大學校 電氣工學科

(Dept. of Electrical Suncheon Nat'l Univ.)

接受日字: 1991년 7월 30일

(※ "이 논문은 1990년도 문교부 지원 한국학술진흥재단의 자유공모과제 학술연구조성비에 의하여 연구되었음.")

다. VSI(voltage source inverter) PWM 인버터의 전압제어 PWM방식은 오픈루프에서 전압과 주파수를 자유롭게 제어할 수 있으며 고조파분을 저감시킬 수 있는 장점때문에 각종 산업용 펌프, 팬, 송풍기 및 콘베이어등 범용인버터에 많이 사용되었다. 그러나 저속에서 최적 스위칭패턴을 발생하기 위하여 많은 양의 스위칭각을 LUT(lookup table)에 저장시켜 사용해야 하므로 PWM 패턴의 발생이 복잡하고, 우수한 고성능 운전에는 어려움이 있었다.

최근에 와서 고속 반도체소자의 개발과 마이크로 프로세서의 응용이 진보되어 다변수 비선형 결합 시스템으로 구성된 VSI-IM(induction motor) 구동시스템에 벡터제어의 기법을 적용할 수 있게 되었다.<sup>7)</sup> 벡터제어는 IM의 고정자전류  $I_s$ 를 횡축성분  $I_{qs}$ 와 직축성분  $I_{ds}$ 의 두축성분으로 분리하여 횡축성분은 토크를 제어하게 하고 직축성분은 자속을 각각 독립제어하게 하여 타여자 직류전동기와 같이 제어하게 하는 방식이다. 벡터제어 인버터는 고도한 제어성능을 요구하는 제철, 제지기계 및 빈번한 가감속운전을 요구하는 NC 공작기계, 고속전철, 항공기 및 로봇등 산업분야의 핵심적인 전자기기 시스템이 되었다.

VSI PWM 인버터의 전류제어 PWM 방식은 벡터제어에 근거를 두고 IM의 실제전류가 기준 전류를 추종하는 피드백방식을 적용하여 IM의 과도동작 개선, 고조파저감 및 고성능 정밀제어를 효율적으로 할 수 있다. 전류제어 PWM 방식에는 HC(hysteresis controller)<sup>8)</sup> RCC(ramp comparison controller),<sup>11)</sup> 및 PC(predictive controller)<sup>10)</sup> 방식이 있다.

HC 방식은 실제전류가 기준전류를 추종하기 위하여 전류고조파의 범위인 HB(hysteresis band)를 정해두고 랜덤한 PWM 스위칭패턴을 발생시켜 실제전류를 HB내에 존재하도록 한다. 이 방식은 전류의 추종이 가능하고 실제 구현하기에 간단한 시스템으로 되어 있기 때문에 일반 산업계에 많이 사용되었다. 그러나 인버터의 스위칭 주파수는 부하특성과 HB에 의존하기 때문에 HB의 조절이 어렵고, 실제전류를 강제화 하기 위하여 충분한 전압을 인가해야 하므로 인버터의 고조파가 많이 포함되고 소자정격도 증가하게 된다. 이러한 HC 방식의 문제점을 해결하기 위하여 RCC 방식이 연구되었으며, RCC 방식은 HC 방식에서의 전류오차가 근사정현과인 점을 감안 전압제어 PWM 방식중 SPWM(sinusoidal PWM) 방식을 응용하여 전류오차를 삼각파와 비교하여 PWM 스위칭패턴을 발생시킨다. RCC 방식은 HC방식의 문제점을 보완하여 잘 정의된 고조파 및 일정 스위칭주파수를 발생시킬 수 있는 장점은 있으

나 전류오차의 시비율변화가 램프보다 클때 전류오차에 의한 다중 중첩이 생기며 실제전류가 기준전류에 비해 위상지연이 나타나 정형적으로 변화하는 전류오차가 발생한다. PC방식은 전류제어를 성취하기 위하여 온라인, 실시간 제어에 기초한 최적 인버터의 스위칭패턴을 발생시킨다. 이 방식은 전류 고조파의 저감, 스위칭수의 감소 및 스위칭주파수의 최소화를 이룩할 수 있는 우수한 방법이지만 온라인, 실시간 제어의 계산수행이 복잡하며 고유계산의 지연에 따른 전류오차도 포함하게 된다.

본 논문에서는 전류 제어기에 대한 명확한 제어특성의 비교, 검토가 잘 이루어지지 않아 전류제어기의 고유의 한계성과 동작제어의 특성을 제시하며 앞으로의 문제점 해결 및 연구방향을 제시한다. IM의 정상상태 및 과도상태에서 부하토크를 인가하여 실제전류가 기준전류를 추종하는 전류제어기의 제특성을 검토한다. 이러한 전류제어기의 동작특성은 시뮬레이션을 행하여 효용성을 입증해 본다.

## II. 전류제어기의 이론

특정 전류제어기를 해석하기 전에 IM의 벡터제어를 위한 VSI PWM 인버터의 전류제어기의 일반 특성에 대해 알아본다. IM에 대한 전압과 전류의 관계를 서술하고 VSI PWM 인버터의 기본동작을 설명한다.

그림1은 VSI-IM 구동시스템의 전류제어기를 나타내며 IM의 입력 전류인 실제전류  $I_a, I_b, I_c$ 는 지령전류인 기준전류  $I_{ar}, I_{br}, I_{cr}$ 와 비교하여 전류오차  $I_{ad}$ 를 계산한다. 전류오차는 전류제어기에서 조절하여 인버터의 PWM 스위칭패턴을 결정한다.

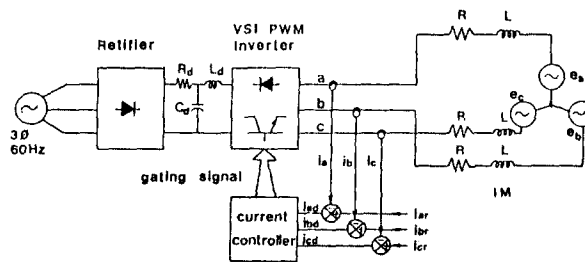


그림 1. VSI-IM 구동시스템의 전류제어기  
Fig. 1. Current controller of VSI-IM drive system.

### 1. 전압벡터의 정의

삼상 IM의 부하는 그림2에 나타내며 전압, 전류 및 역기전력의 관계는 식(1)과 같다.

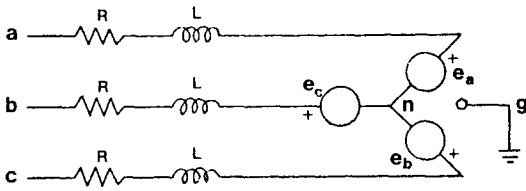


그림 2. IM부하의 회로  
Fig. 2. Circuit of induction motor load.

$$\begin{aligned}
 v_a &= Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a \\
 v_b &= Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b \\
 v_c &= Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

전압벡터의 개념은 삼상 전압에서 매우 편리한 표현이기 때문에 이용하며 전압벡터는 다음 식으로 정해진다.

$$\begin{aligned}
 \bar{v} &= 2/3 (v_a + a\bar{v}_b + \bar{a}^2 v_c) \\
 \bar{a} &= e^{j2\pi/3}
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

식(3)은 삼상전압에 관한 2차원 벡터로 정의한다. 실제전류는  $\bar{v}$ 와 영순시분  $v_0$ 를 이용한 방정식으로 부터 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 v_a &= |\bar{v}| \cos \theta + v_0 \\
 v_b &= |\bar{v}| \cos (\theta - 2\pi/3) + v_0 \\
 v_c &= |\bar{v}| \cos (\theta + 2\pi/3) + v_0
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

여기서  $\theta$ 는 그림3에 나타낸 것처럼 실수축과 전압 벡터사이의 각이다. 전압  $v_a, v_b, v_c$ 는 영순시전압이 연속적으로 첨가되므로써 a, b, c에서 전압벡터  $\bar{v}$ 의 투영이다. 이 표현은 전압 및 전류에 적용할 수 있으며 삼상해석에 대해서 가장 유용한 그래프적인 설명이다. 특히 전압벡터를 전전압으로 나타내기 때문에 영순시분이 영일때 유용하다.

2. 삼상 IM의 구동을 위한 인버터

그림4는 TR(transistor)을 사용한 인버터의 기본 회로를 나타낸다.

그림5는 복소평면에서 인버터에 발생하는 영이 아닌 6개의 전압벡터  $\bar{v}_1 - \bar{v}_6$ 를 나타내며 영인 전압벡터는  $\bar{v}_7, \bar{v}_8$ 이다.

인버터의 한상이 스위칭상태일 때 결과적인 전압 벡터는 다른 두상의 스위칭상태에 의존한다. 예를들면 A상이 하이에서 로우로 스위칭할 때 인버터의 전압벡터는 다음과 같다.

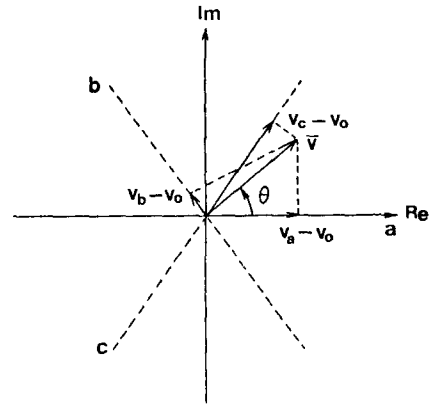


그림 3. 복소평면에서의 전압벡터  
Fig. 3. Voltage vector in the complex plane.

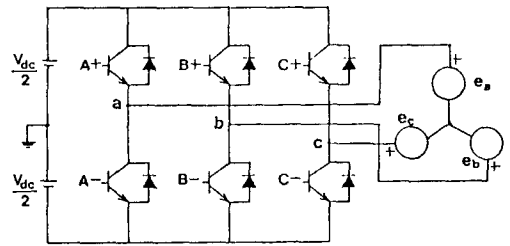


그림 4. TR을 사용한 인버터 회로  
Fig. 4. Inverter circuit using transistor.

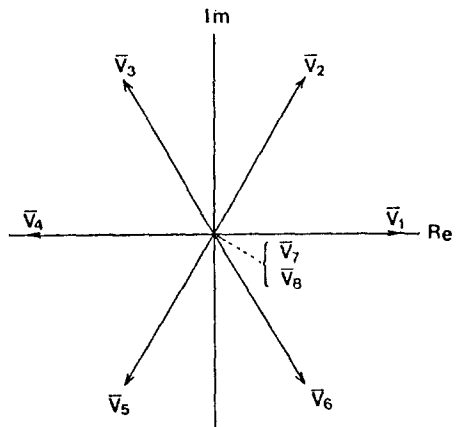


그림 5. PWM 인버터의 전압벡터  
Fig. 5. Voltage vector of PWM inverter.

$$\begin{aligned} \bar{v}_1(A+, B-, C-) &\longrightarrow > \bar{v}_8(A-, B-, C-) \\ \bar{v}_5(A+, B+, C-) &\longrightarrow > \bar{v}_3(A-, B+, C-) \\ \bar{v}_7(A+, B+, C+) &\longrightarrow > \bar{v}_4(A-, B+, C+) \\ \bar{v}_6(A+, B-, C+) &\longrightarrow > \bar{v}_5(A-, B-, C+) \end{aligned}$$

중성점이 DC버스 중앙점에 연결되어 있으면 선-점지전압은 각각 독립이며 선-중성점 전압은 선-점지전압과 같다. 중성점이 연결되어 있지 않으면 각 선-중성점 전압은 서로 종속이며 각 상전류의 응답은 동일한 한상의 인버터 상태에서 종속이며 다른 두상의 인버터 상태에도 종속이다.

3. 인버터의 스위칭주파수

인버터 스위칭주파수의 영향을 주는 요인을 결정하기 위하여 IM의 저항을 고려하지 않고 IM의 한 상에 대한 미분방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$v = L \frac{di}{dt} + e \tag{5}$$

여기서,

v : 상전압 i : 상전류 e : 역기전력

L : 누설인덕턴스

상전류의 시간은 v와 e에 대해서는 거의 일정하며 i에 의해 증가한다.

$$\Delta t = \frac{L \Delta i}{(v - e)} \tag{6}$$

여기서 Δt는 Δi에 의해 변화하며 인버터의 스위칭주파수는 IM의 누설 인덕턴스와 역기전력, DC 버스전압 및 전류리플의 요인에 영향을 받는다. 상전압과 역기전력은 주기적으로 변화하므로 스위칭주파수와 전류리플은 인버터의 주기에 따라 변한다.

Ⅲ. HC방식

HC방식은 실제전류의 순시값을 정현파의 기준전류의 순시값과 비교하여 전류오차를 발생시키며 이 전류오차가 미리 설정한 HB의 한계를 초과할 때 인버터를 스위칭시킨다.

1. TIC(three independent control)에 의한 HC 방식

그림6는 TIC에 의한 HC방식의 구성도를 나타내며 인버터 출력단에 실제전류  $i_a, i_b, i_c$ 를 검출하여 기준전류  $I_{ar}, I_{br}, I_{cr}$ 를 비교한다. 이 때 발생한 전류오차  $i_{aa}, i_{ba}, i_{ca}$ 는 PWM 변조기인 전류제어기에서 TR 인버터의 점호신호를 결정한 다음 인버터에 점호신호를 가한다.

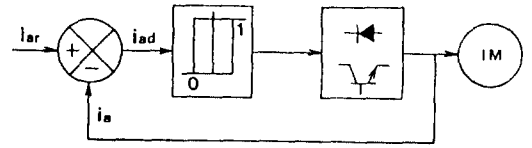


그림 6. TIC에 의한 HC방식  
Fig. 6. HC sheme with TIC.

그림7은 전류제어기에서 제어 점호신호 및 PWM 발생의 파형을 나타낸다. 그림 7(a)는 HB내에서 실제전류와 기준전류의 파형을 비교한 것이며 그림7(b)는 실제전류가 HB에 의해 기준전류보다 적을 경우에는 순시전류를 제한하는 DC전압을 정의 펄스를 가하며 실제전류가 기준전류 보다 클 경우에는 DC 전압을 영의 펄스를 가하여 실제전류를 감소시켜 전류오차를 줄인다. 따라서 HB는 제어기 및 인버터의 지연이 없는 최대 전류리플을 설정한다. 인버터의 스위칭 주파수는 전류리플이 HB내에 설정되어 있기 때문에 기본 인버터의 주기에 따라 변한다.

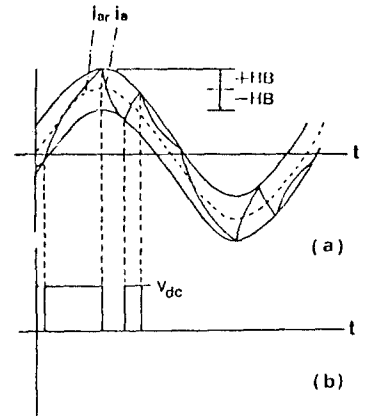


그림 7. HC의 제어신호 및 PWM발생  
Fig. 7. Controls signal and PWM generation of HC.

2. TDC(three dependent control)에 의한 HC 방식

삼상 전류제어는 복소 공간벡터를 사용하면 더욱 명확하게 해석할 수 있다. 전압 공간벡터  $\bar{v}$ 는 식(2)에 나타냈으며 전류 공간벡터도 전압벡터와 유사하게 정의할 수 있다.

그림8은 실제 전류와 기준전류를 IM의 고정자축 a, b, c에 대해 복소평면에서 크기와 위치를 나타낼

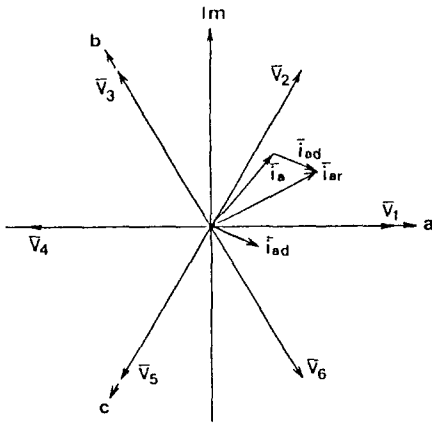


그림 8. 전압과 전류의 공간벡터  
Fig. 8. Space vector of voltage and current.

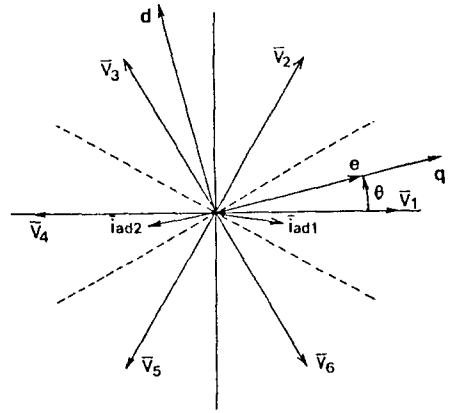


그림 9. d, q 축에 의한 전압벡터의 선정  
Fig. 9. Selection of voltage vector with d, q axis.

수 있다.

6개의 전압벡터  $\bar{v}_1 \sim \bar{v}_6$ 의 크기는 갖고 인버터의 스위칭상태에 따라 전압벡터가 정해진다. 인버터의 출력단자가 모두 같은 포텐셜이면 영전압벡터가 IM 단자에 나타난다. 삼상의 전류오차는 오차벡터  $\bar{i}_a$ 로 간단히 표현할 수 있다.

$$\bar{i}_a = \bar{i}_{sr} - \bar{i}_s \quad (7)$$

여기서 가능한 빠르게 전류오차벡터를 영으로 감소시키는 적절한 전압벡터를 찾는 것이 중요하다. 식(7)의 전류오차벡터의 방향은 식(6)에서 전류벡터의 미분방향과 같다. 여러개의 인버터 전압벡터가 존재하기 때문에 전류벡터는 정확하게 교정하기는 어려움이 있다. 그러므로 전압벡터는 역기전력  $\bar{e}$ 가 최적인 것에 관계없이  $\bar{i}_a$ 의 방향에서 가장 큰 성분이 나타나며 이는  $\bar{i}_a$ 에 가장 근접되게 위치한다. 이와같이 간단한 방법은 그림9에 나타난다.

실제오차벡터가  $\bar{i}_{a1}$ 으로 주어지면 전압벡터  $\bar{v}_1$ 은 오차벡터가 점선을 초월하여 투영되지 않는한 선정될 것이다. 이 과정은 전류오차와 인버터 타이밍사이의 관계를 명확하게 정의한다. 인버터 스위칭 손실때문에 스위칭 주파수는 증가된 HB에 의해 제한되어야 한다. 인버터 타이밍은 이 HB를 초과함에 의존하고 인버터 제어신호는 히스테리시스 없는 비교기에 의존한다. 이 방법은 영전압을 사용하지 않는 경우이며 과도 동작에 대해서는 효과적이지만 정상상태 동작에서는 최적 인버터 타이밍이 아니다. 영전압은 오차벡터  $\bar{i}_a$ 의 의 크기가 HB내의 한계를 초

월했을 경우 사용한다. 예를들면 오차벡터의 방향은 그림9의  $\bar{i}_{a2}$ 와 같이 역기전력  $\bar{e}$ 와 반대방향이라면 영전압은 전류벡터의 양호한 교정을 얻기 위하여 사용한다. 이는 전류의 순시변화를 감소시키며 다음 스위칭을 위한 시간을 지연시킨다. 스위칭주파수는 주어진 HB내에서 감소시킨다. 이에 대한 회로는 IM의 회전자각과 회전방향에 대한 정보가 필요하다.

이 전류제어기의 기본적인 동작은 그림10에 나타난다.

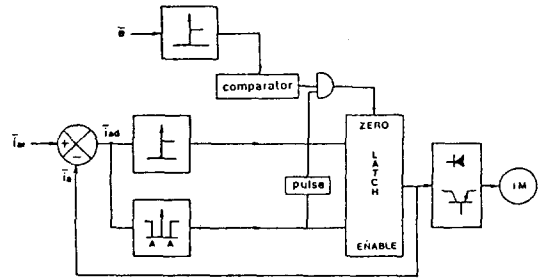


그림10. TDC에 의한 HC  
Fig. 10. HC with TDC.

상전류의 기준전류와 실제전류를 비교하여 전류오차를 구한다. 전류오차를 체크하여 위 비교기는 오차벡터  $\bar{i}_a$ 의 방향을 결정하고 아래 비교기는 상의 전류오차가 HB를 초과할 때를 지시한다. 역기전력은 전류오차를 감소시키는 적절한 방향에 있다면 영전압벡터가 공급된다. 실제전류가 시간지연후 HB를

초과한다면 새로운 점호신호는 히스테리시스 없이 비교기로 부터 얻을 수 있으며 전류오차가 정(부)이면 인버터 전류오차를 가능한 빠르게 감소시키는 정(부) 방향으로 스위칭한다.

이 방법의 특징은 HB내에서 삼상전류의 정확한 제어와 고조파리플은 일정하게 유지하면서 스위칭주파수를 감소시키기 위하여 영전압을 대칭적으로 공급해 줄 수 있다.

**IV. RCC방식 - 전류피드백에 의한 비동기 SPWM방식**

RCC방식은 HC방식의 단점을 개선하고 VSI PWM 인버터의 전압제어 PWM 방식중 SPWM 방식을 이용한다. HC방식에서 실제전류와 기준전류의 비교에 의한 전류오차가 거의 정현적으로 나타나기 때문에 이를 삼각 캐리어파와 비교하여 인버터의 스위칭패턴을 결정한다.

그림11은 한상에 대한 RCC이며 실제전류와 기준전류를 비교하여 전류오차를 구한다. 전류오차값은 매우 적기 때문에 오차의 크기를 조절하여 삼각 캐리어파의 크기와 비교하거나 전류오차는 그대로 두고 삼각 캐리어파를 전류오차의 크기와 유사하게 조절하여 비교한다. 그림11(a)는  $i_a$ 와  $i_{ar}$ 의 비교이며 그림(b)는 조절된  $i_{adr}$ 와 삼각 캐리어파의 크기  $I_t$ 와의 비교이다. 그림(c)는 그림(b)의 비교에서  $i_t$ 가  $i_{adr}$ 보다 크면 정전압의 점호신호를 발생시키고  $i_t$ 가  $i_{adr}$ 보다 작으면 영전압의 점호신호를 가하여 인버터를 스위칭 한다.

전류오차의 시비율변화가 램프보다 클 때 전류오차에 의한 램프의 다중 중첩이 발생한다. 이 다중 중첩은 정현적인 전류오차의 결과로 나타나는 상전류의 크기 및 위상오차이다. 다중중첩을 해결하는 방법은 히스테리시스에 비교기를 첨가하거나 인버터와 제어기의 점호지연은 다중중첩이 일어날 가능성

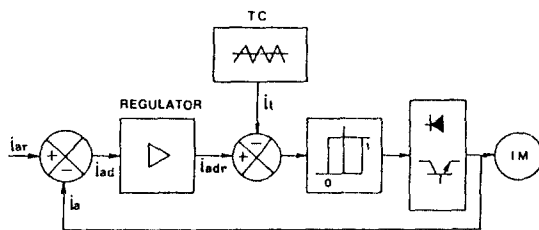


그림11. 한상의 RCC  
Fig. 11. RCC of one phase.

에 대해 충분해야 하며 전류오차는 전류리플을 방지하기 위해 필터링을 해야한다. 전류오차는 제어기 이득을 증가시키거나 보상을 첨가하여 저감시킬 수 있으며, 제어기 이득은 삼각파의 크기를 조절하거나 전류 오차를 증폭시켜 조절할 수 있다.

**V. PC방식**

그림12은 한상의 PC를 나타내며 실제 전류벡터와 기준전류벡터를 비교하여 전류오차 벡터  $\bar{i}_{ad}$ 를 구한다. 전류오차벡터는 최적 스위칭제어기의 입력 신호이다. 최적 스위칭제어기는 IM의 고정 자전류의 벡터제어와 미리 설정한 고조파 전류값에 대해 인버터 스위칭주파수를 최소화한다. 고정자전류의 기본파 성분은 전류공간벡터  $\bar{i}_{s1}$ 으로 정하고 IM의 정상상태 동작동안 이 벡터는 FORF(field oriented reference frame)에서 고정점을 향한다.

그림14은 FORF에서 고정자 고조파전류  $\bar{i}_h$ 의 궤적을 나타낸 것이며 전 고조파전류는 원내로 제한되며 이 원의 반경은 고조파전류의 최대 크기  $i_{amax}$  이

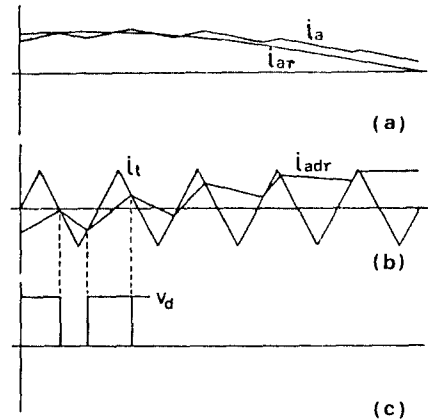


그림12. RCC의 제어신호와 PWM발생  
Fig. 12. Control signals and PWM generation of RCC.

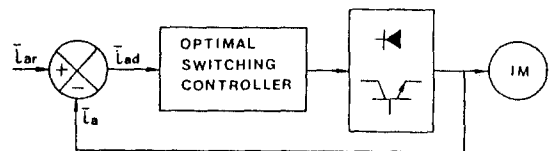


그림13. 한상의 PC  
Fig. 13. PC of one phase.

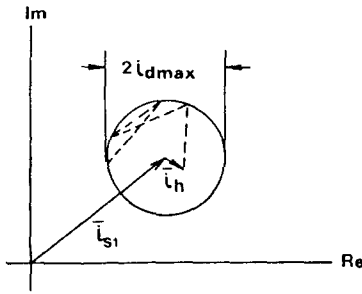


그림 14. FORF에서 고정자 고조파전류  $i_h$ 의 궤적  
Fig. 14. Trajectory of the harmonic stator current  $i_h$  in a FORF.

다. 원내의 점선은 고정자 전류벡터  $\bar{i}_s$ 가 항상 원내에 존재할 궤적을 나타낸다. 전류기준벡터  $\bar{i}_{sr}$ 는 FORF에서 경계원의 중심점으로 정의한다. 원의 반경  $i_{dmax}$ 는 고조파전류의 크기에 따라 설정된다. 실제전류의 궤적  $\bar{i}_s$ 는 경계원내에서 움직인다. 원주에서 실제전류의 궤적이 교차하는 것이 검진되면 미래의 궤적은 원내에 남아 있을 인버터 스위칭 상태로 변화한다. 일반적으로 하나이상 인버터 스위칭 상태가 이 목적에 적합하다. 경계원의 다음 교차가 일어나는 시간구간이 최대가 되는 전류궤적을 선정한다. 이는 스위칭주파수가 최소가 됨을 의미한다.

전류오차벡터는 식(7)에서 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$i_a(t, k) = i_{sr}(t) - i_s(t, k) \quad (8)$$

경계원내에서 IM의 고정자 전류벡터의 궤적은 인버터의 스위칭상태  $k$ 의 함수이다. 8개의 고정자 전압벡터를 발생시키는 삼상 인버터에서는  $k=2^2=8$ 개의 스위칭상태가 있다.

$$\bar{v}_s(k) = \begin{cases} 2/3 V_{dc} \exp(jk\pi/3), & k=1 \dots 6 \\ 0, & k=0+, 0- \end{cases} \quad (9)$$

고정자 전류벡터가 경계원내에 위치하는 조건은 다음과 같다.

$$i_d < i_{dmax} \quad (10)$$

$t=t_0$ 에서 고정자 전류벡터의 궤적은 경계원의 선에 교차한다고 가정하며 다음 인버터 스위칭상태  $k$  ( $t > t_0$ )를 결정하기 위하여 식(10)을 사용한다. 현재의 인버터상태가 변화하면 단지 스위칭상태는  $(k_{max}-1)$ 개의 가능성만 남는다. 최적 선정에 도달하기 위하

여 선형 근사화에 기초한 미래의 전류오차벡터를 예측한다.

$$\bar{i}_a(t, k) = \bar{i}_{sr}(t_0) - \bar{i}_s(t_0) + d/dt(\bar{i}_{sr}(t) - \bar{i}_s(t, k))|_{t=t_0} \cdot (t - t_0) \quad (11)$$

식(11)에서 각 전류의 값은 알 수 있다. 미분  $d\bar{i}_s(t, k)/dt$ 는 고정자 전압벡터  $\bar{v}_s(k)$ 의 함수로서 IM의 미분방정식으로 부터 구할 수 있다. 이는 미래의 스위칭상태  $k$ , 고정자 전류벡터  $\bar{i}_{sr}$ , 회전자 자속벡터 및 속도에 의존한다.  $d\bar{i}_{sr}/dt$ 는 IM의 비정상 상태동안 움직이는 경계원을 고려한다. 예측전류오차의 크기를 나타내는 양은 식(11)을 제곱하여 얻는다. 이 결과는 일반형 형태의 2차 대수 방정식이다.

$$i_a^2(t, k) = a_0(t_0) + a_1(t_0, k) \cdot (t - t_0) + a_2(t_0, k) \cdot (t - t_0)^2 \quad (12)$$

계수  $(a_0, a_1, a_2)$ 는 IM구동시스템의 상태변수 및 식(11)의 미분에 의존한다. 식(12)의 그래프 표현은 그림 15에서와 같이 스위칭상태  $k$ 에 의한 포물선함수이다.

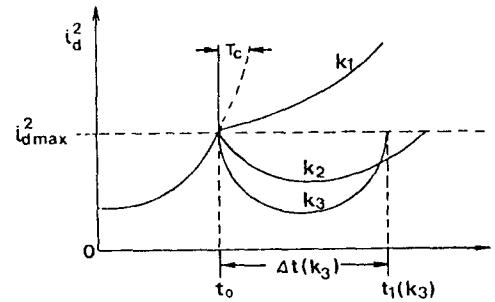


그림 15. 각 스위칭상태에  $k_1$ 에 대해  $t=t_0$ 에서 예측한 전류오차의 크기  
Fig. 15. Magnitude of the current error as predicted at  $t=t_0$  for different switching states  $k_1$ .

미래의 스위칭함수  $k$ 는  $t > t_0$ 에서 전류오차를 감소시키는 방향이며 각 오차함수  $i_a^2(t, k)$ 는 다시 증가하기 전에 최소로 이동시킨다. 이는 고정자 전류벡터가 경계원 내부로 이동하고 경계원의 중심의 최소거리에 도달하며 다시 시간  $t_1(k)$ 에서 원주를 교차한다. 두개의 연속적인 교차사이에 시간구간  $t_a(k) = t_1(k) - t_0$ 는 다음식으로 부터 얻는다.

$$i_a^2(t, k) = i_{dmax}^2 \quad (13)$$

$t_a(k)$ 를 얻기 위해 식(12)와 (13)을 풀면 된다.

$t=t_0$ 에서 각 인버터 상에서 필요한 轉流의 수는

특정 스위칭상태  $k(t < t_0)$ 와  $k(t > t_0)$ 에 의존한다. 새로운 스위칭주파수를  $k_{new}$ 라고 하고 轉流의 수를  $n_c(k_{new})$ 라고 하면 평균 스위칭주파수는 다음식을 만족할 때 최소화가 된다.

$$t_d(k_{new})/n_c(k_{new}) \rightarrow max \quad (14)$$

식(7)은 최적 스위칭상태  $k_{opt}$ 를 나타낸다.

그림15의 점선은 경계선이 교차된 후 과거의 스위칭상태가 계속 이동하여 존재하게 된다면 전류오차  $i_a^2$ 가 매우 빠르게 증가하는 현상을 나타내고 있다. 이런 현상이 일어나고 있는 동안 새로운 스위칭상태가 계산되며 이 때의 시간은  $t_0 + T_c$ 이고 식(14)를 만족하는 최적 스위칭상태를 구한다.

### VI. 제어특성 및 검토

전류제어기의 제어특성을 비교 검토하기 위하여 시뮬레이션은 IBM PC/AT에서 수행하고 프로그램 언어는 TURBO C를 사용한다. TURBO C의 프로그램에서 수치적인 계산을 수행한 다음 결과의 데이터를 받아 QUATTRO-PRO라는 파일로 그래픽 한다.

전류제어기는 벡터제어를 이용한 VSI-IM 구동시스템의 고성능 운전을 수행하며 IM의 자속쇄교수는 거의 일정하게 유지한다. 시뮬레이션은 동작주파수가 30(Hz)와 부하 토크가 40(N·M)로 일정하게 운전하는 정상상태와 동작주파수를 변화시키면서 부하

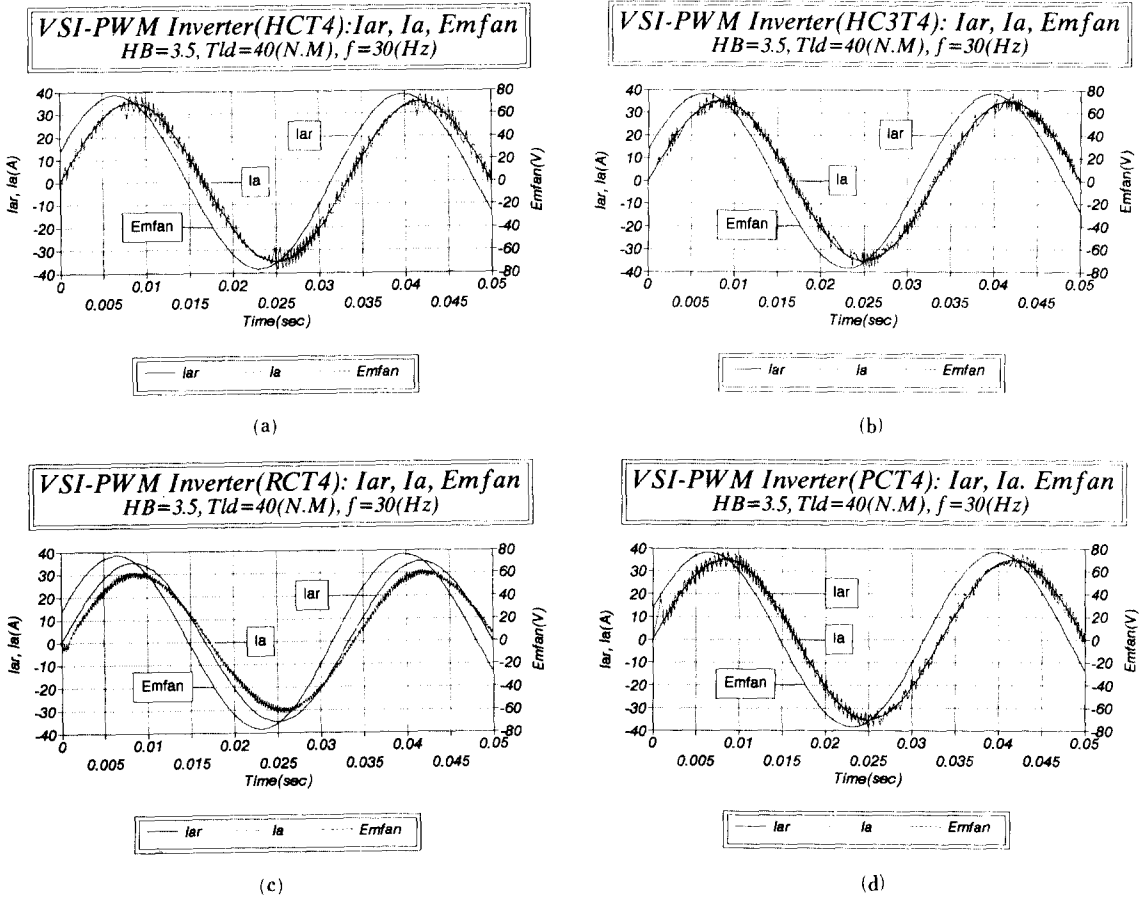


그림 16.  $HB=3.5$ ,  $Tld=40(N·M)$  및  $f=30(Hz)$ 에서 동작하는 전류 및 역기전력 파형  
 (a) TIC에 의한 HC방식 (b) TDC에 의한 HC방식  
 (c) RCC방식 (d) PC방식

Fig. 16. Current and count emf voltage waveform operating at  $HB=3.5$ ,  $Tld=40(N·M)$  and  $f=30(Hz)$ .  
 (a) HC with TIC, (b) HC with TDC, (c) RCC, (d) PC.



토크를 0(N·M)으로 운전하다가 40(M·N)을 인가하였을 때 IM의 과도모델을 적용한다. IM의 파라메타는 3상, 220(V), 60(Hz), 4극 및 10(Hp)이며  $R_s=0.195(\Omega)$ ,  $R_r=0.195(\Omega)$ ,  $X_{ls}=0.649(\Omega)$ ,  $X_{lr}=0.649(\Omega)$  및  $X_m=12.98(\Omega)$ 이다.

그림16는 IM이 히스테리시스폭  $HB=3.5$ , 부하토크  $T_{ld}=40(N·M)$  및 동작주파수  $f=30(Hz)$ 의 조건에서 운전하는 정상상태의 실제전류, 기준전류 및 역기전력 파형을 나타낸다. 스텝사이즈  $h=0.000005(sec)$ 이며 시간  $t=0-0.05(sec)$  구간에서 시뮬레이션을 행한다. 그림16(a)는 TIC에 의한 HC방식, (b)는 TDC에 의한 HC방식, (c)는 RCC방식 및 (d)는 PC방식을 나타낸다. 그림(a)와 (b)의 HC방식은 구현이 간단하지만 실제 전류에 고조파가 많이 포함되어 있음을 알 수 있으며 그림(c)의 RCC 방식은 근사 정현

전류오차와 삼각파를 비교한 SPWM방식의 응용이기 때문에 실제전류 파형은 거의 정현적으로 나타나지만 실제전류는 기준전류에 비해 위상지연이 생긴다. 그림(b)의 PC방식은 처음에는 실제 전류가 기준전류를 추종하여 최적 스위칭패턴을 결정하는 수(msec) 동안 전류오차가 약간 나타나지만 그 후로는 전류의 추종성도 좋으며 전류오차도 적게 나타나고 위상지연도 생기지 않는다.

그림17은 실제전류가 기준전류를 추종하는 결과를 알아보기 위하여 전류오차를 나타낸 것이다. 그림17(a)의 TIC에 의한 HC방식은 전류오차의 크기가 HB의 범위를 벗어나는 경우가 많이 나타나며 그림(b)의 TDC에 의한 HC방식은 정해진 HB내에서 실제전류가 거의 정확하게 제어됨을 알 수 있다. 그림(c)의 RCC방식은 실제전류가 기준전류보다 위상지연이

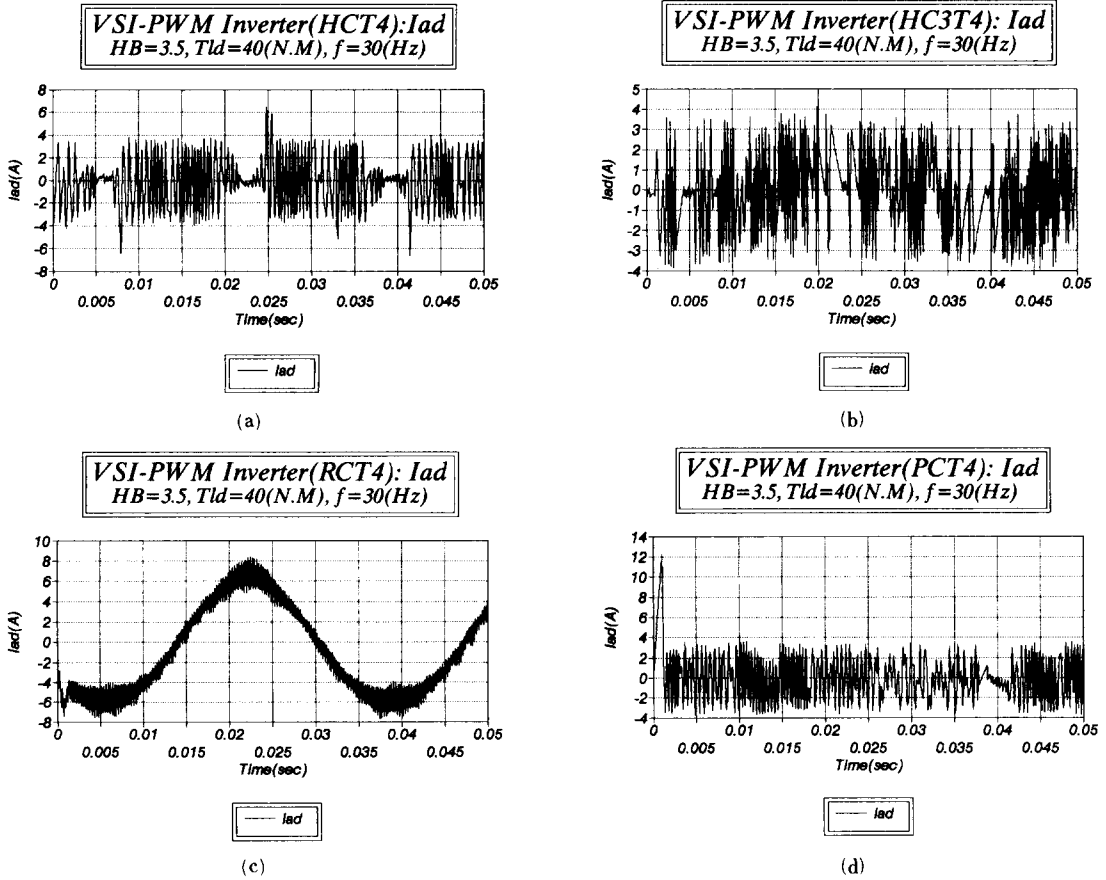


그림17.  $HB=3.5$ ,  $T_{ld}=40(N·M)$  및  $f=30(Hz)$ 에서 동작하는 실제전류오차  
 (a) TIC에 의한 HC방식 (b) TDC에 의한 HC방식 (c) RCC방식 (d) PC방식  
 Fig. 17. Actual current error operating at  $HB=3.5$ ,  $T_{ld}=40(N·M)$  and  $f=30(Hz)$   
 (a) HC with TIC, (b) HC with TCD, (c) RCC, (d) PC.

생기기 때문에 전류오차는 근사 전현과의 형태로 나타난다. 그림(d)의 PC방식은 처음 몇(msec) 동안 실제전류가 기준전류를 추종하기 위하여 HB를 초과하지만 추종하게 되면 HB의 한계내로 전류오차가 나타난다.

RCC 방식에서는 0.05(sec) 동안 1,161번을 스위칭하는데 비해 PC방식은 410번을 스위칭하게 된다. RCC방식 보다 스위칭의 수가 거의 3배 가까이 나타나므로 스위칭 손실은 매우 증가한다. RCC 방식은 평균 스위칭주파수가 약 3,800(Hz)이며 PC 방식은 1,360(Hz)로 RCC 방식보다 약 1/3배정도 밖에 나타나지 않는다. 이는 PC방식에서 스위칭주파수가 최소가 되는 최적 스위칭제어기를 사용했기 때

문이다.

그림18과 19는 각각 RCC 방식과 PC 방식으로 운전조건은 다음과 같다.

- $0 \leq t < 0.8(\text{sec})$ :  $HB=1.5, Tld=0(N \cdot M), f=5 \sim 30(\text{Hz})$
- $0.8 \leq t < 1.8(\text{sec})$ :  $HB=3.5, Tld=40(N \cdot M), f=30(\text{Hz})$
- $1.8 \leq t < 2.0(\text{sec})$ :  $HB=1.5, Tld=0(N \cdot M), f=30(\text{Hz})$

그림18(a)는 RCC 방식의 속도와 부하토크의 지령치, (b)는 기준전류, (c)는 실제전류 및 (d)는 실제전류의 오차를 나타내며 전류오차는 근사 정현적이고 크게 나타나는 원인은 실제전류가 기준전류에 비해 위상 지연 때문이다. 그림19(a)는 PC방식을 나타내며 실제전류가 기준전류에 매우 양호하게 추종하고 있

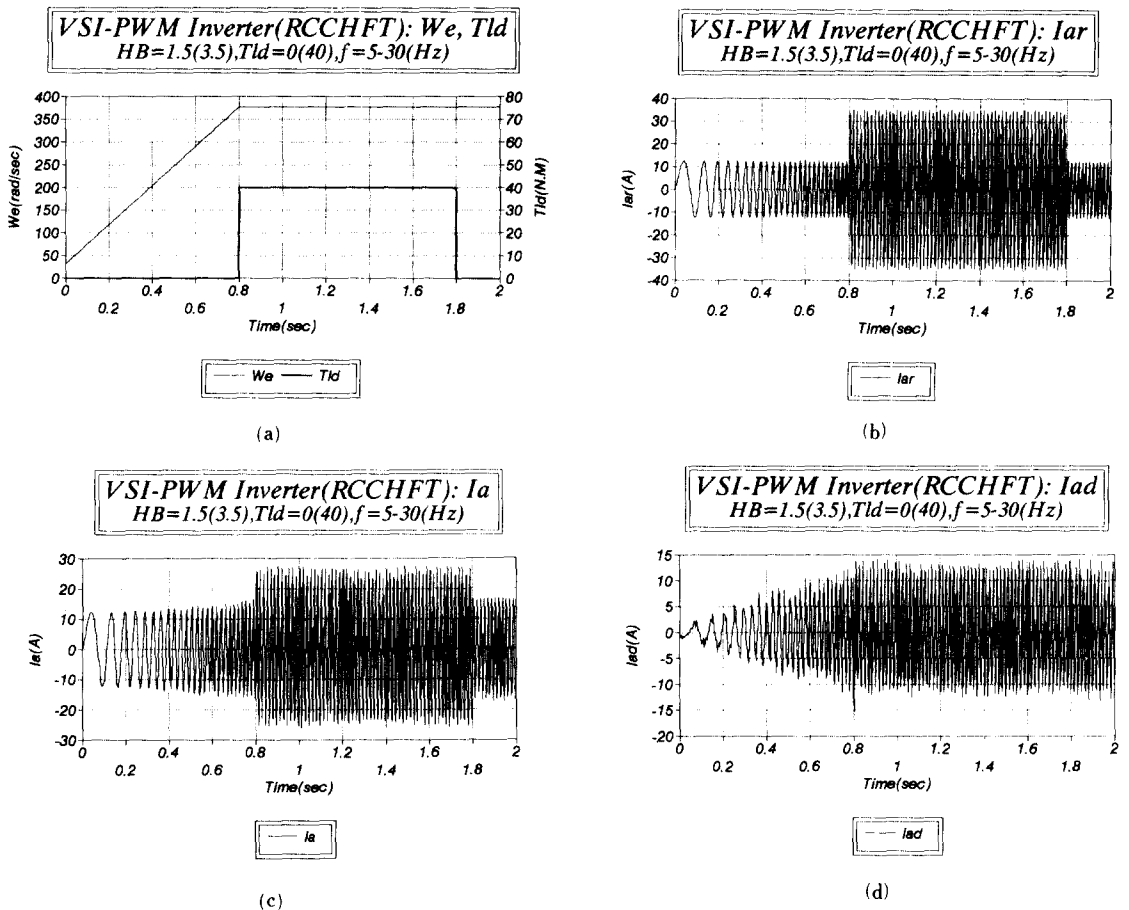
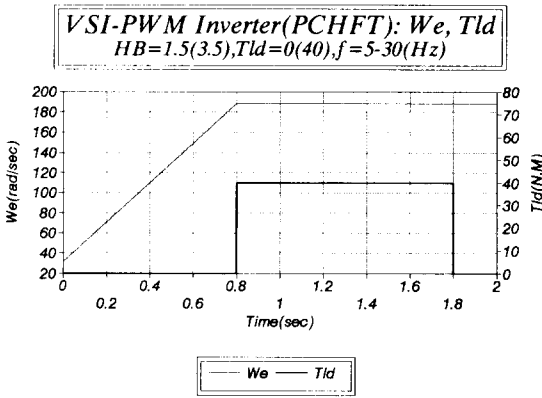
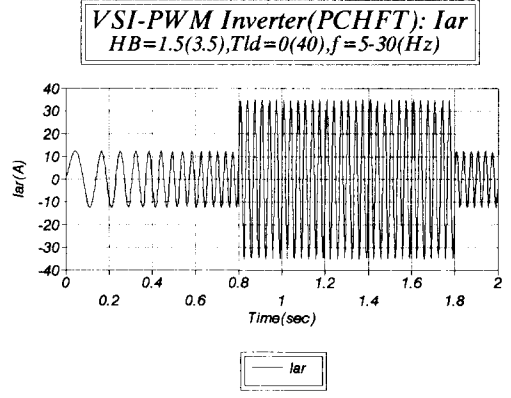


그림 18. RCC방식의 시뮬레이션 파형 (a) 속도와 부하토크 (b) 기준전류 (c) 실제전류 (d) 전류오차

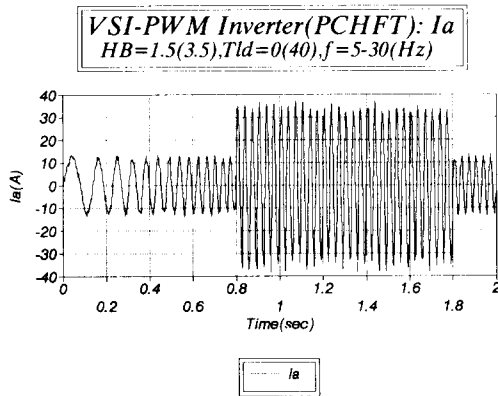
Fig. 18. Simulated waveforms of RCC. (a) speed and load torque, (b) reference current, (c) actual current, (d) current error.



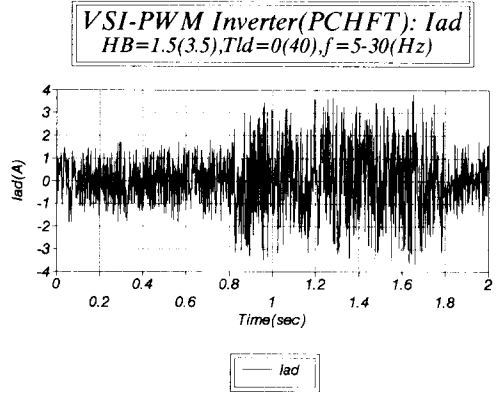
(a)



(b)



(c)



(d)

그림19. PC방식의 시뮬레이션 파형

(a) 속도와 부하토크 (b) 기준전류 (c) 실제전류 (d) 전류오차

Fig. 19. Simulated waveforms of PC.

(a) speed and load torque, (b) reference current,  
 (c) actual current, (d) current error.

음을 알 수 있다.

그림20은 PC방식으로 IM을 4상한 운전시켰을 경우의 결과 파형이며 그림20(a)는 속도 및 토크의 지령치를 나타내며 운전조건은 다음과 같다.

$$0 \leq t < 0.8(\text{sec}): HB=1.5, T_{ld}=0(N \cdot M), f=60 \sim 60(\text{Hz})$$

$$0.8 \leq t < 1.2(\text{sec}): HB=3.5, T_{ld}=40(N \cdot M), f=60(\text{Hz})$$

$$1.2 \leq t < 2.0(\text{sec}): HB=1.5, T_{ld}=0(N \cdot M), f=60 \sim -60(\text{Hz})$$

그림20(b)는 기준전류, (c)는 실제전류 및 (d)는 역기전력을 나타내며 PC방식에서는 4상한 운전에서도 실제전류가 기준전류를 매우 양호하게 추종할 수 있음을 알 수 있다.

## Ⅶ. 결 론

벡터제어에 의한 전류제어 PWM방식의 VSI-IM 구동시스템은 고도한 제어성능을 요구하는 제철, 제지기계와 빈번한 가감속운전을 요구하는 NC 공작기계, 로봇, 고속전철, 선박 및 항공기에 이르기까지 전력전자 시스템의 핵심기기로 사용되고 있으며 광범위하게 적용되고 있다.

VSI PWM 인버터의 전류 제어기중 HC는 구현이 간단하여 일반 산업계에 많이 사용되어 왔으나 다음과 같은 문제점이 있다.

(1) 인버터의 스위칭주파수는 부하특성과 HB에 의존한다. IM 부하는 역기전력과 누설 인덕턴스에 의

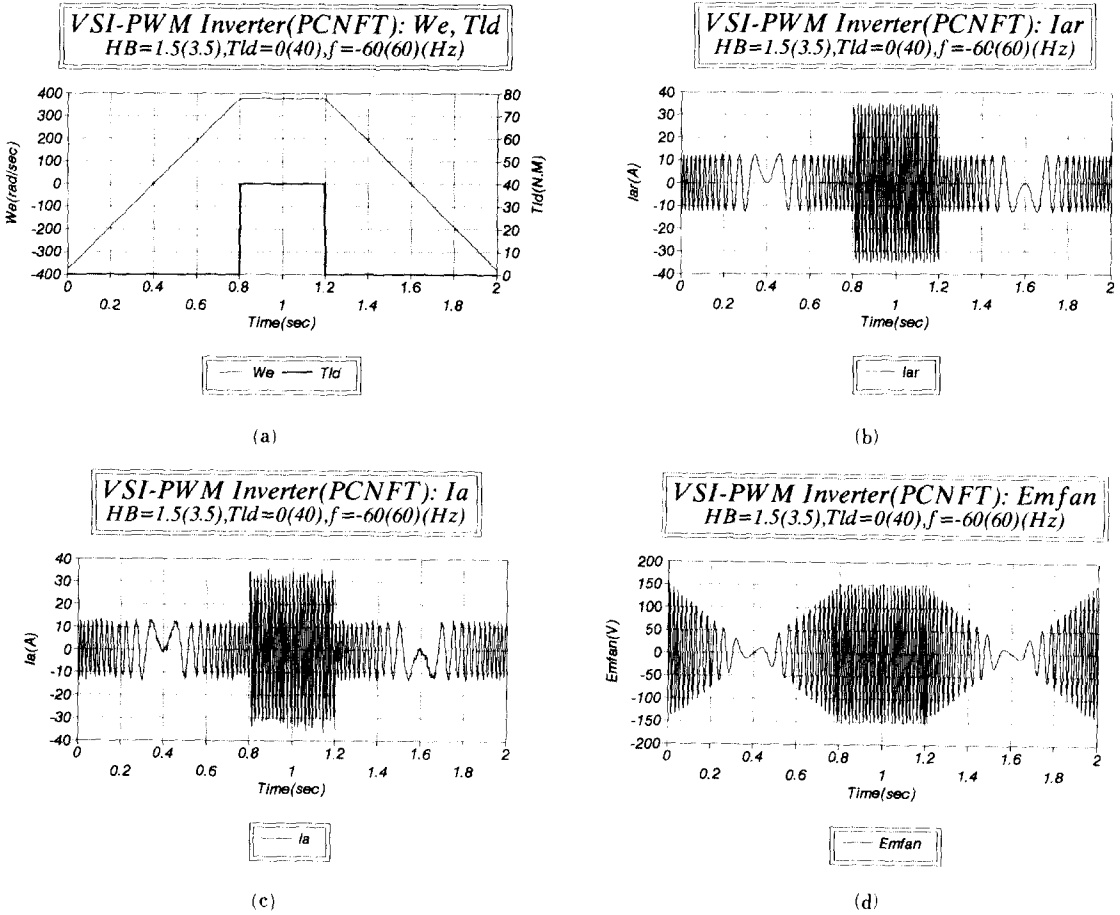


그림20. 4상한 운전의 파형(PC방식)

(a) 속도와 토크 (b) 기준전류 (c) 실제전류 (d) 역기전력

Fig. 20. Waveforms of four quadrant drive(PC).

(a) speed and torque, (b) reference current,

(c) actual current, (d) count emf.

존하게 되므로 HB의 조절이 어렵다.

(2) 적절한 동작을 위하여 필요로 방향으로 실제전류를 강제화시켰기 때문에 이를 위해 충분한 전압을 인가해야 하므로 인버터의 이용율이 저하되고 소자의 정격이 증가한다.

(3) PWM 신호의 랜덤한 출현으로 인버터의 보호가 어렵다.

(4) 히스테리시스의 비교기이득을 무한대로 가정했기 때문에 어떤 옴셋오차는 삼상 제어루프에서 영순시분을 야기시킨다. 이 때문에 전류의 응답이 나쁘고 평균 중성점 포텐셜이 변동한다.

RCC방식은 HC방식의 문제점을 해결하기 위하여 SPWM방식을 사용하였으며 최대 인버터 스위칭주

파수로 제한할 수 있으며 잘 정의된 고조파를 발생시키는 장점은 있으나 다음과 같은 문제점이 있다.

(1) 전류오차의 시비율변화가 램프보다 클때 전류오차에 대한 다중중첩이 생긴다.

(2) 실제전류가 기준전류에 비해 위상지연이 발생한다.

(3) 위상지연을 방지하기 위하여 보상기를 첨가하거나 제어이득을 높여 해결하므로 제어기의 이득이 높아진다.

PC방식은 온라인, 실시간제어로 최적화기법을 이용하여 가능한 인버터상태의 전류제어를 예측하여 인버터 스위칭상태를 발생시킬 수 있으므로 고동작운전 및 정밀제어가 가능하지만 다음과 같은 문제점이

있다.

(1) 전류의 제적을 예측하기 위하여 IM의 파라메터값을 미리 알고 있어야 한다.

(2) 실시간 계산이 어렵기 때문에 실제 구현하기는 어려움이 있다.

(3) 고유 계산지연이 전류오차에 포함된다.

전류제어기의 특징은 벡터제어를 이용하여 고성능 및 정밀제어가 가능한 우수한 방법이지만 앞에서 서술한 각 전류제어기의 장단점이 있다. 따라서 이러한 전류제어기로서 저속에서는 RCC방식으로 운전하고 고속에서는 HC방식으로 혼합적용하여 운전하면 매우 효과적일 것이다. 더욱 고속 스위칭소자의 개발과 진보된 원칩 마이크로프로세서가 개발된다면 PC방식의 장점은 그 진가를 발휘하게 될 것이다.

이러한 전류제어기의 문제점을 해결하기 위한 방안은 HC방식에서 적응 HB조절법, RCC방식에서 실제전류의 위상지연에 대한 보상법, PC방식에서 온라인 실시간제어법 및 새로운 방법등이라 할 수 있다. 따라서 이에 대한 연구가 계속 진전되리라 보며 전력전자 시스템은 물론 전기, 전자분야의 전류제어기의 사용이 한층 각광을 받게 될 것이다.

參 考 文 獻

[1] A. Schonung and H. Stemmler, "Static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed ac drive," *Brown Boveri Rev.*, pp. 555-577, 1964.

[2] S.R. Bowes et al., "New sinusoidal pulse width modulated inverter," *Proc. IEE*, vol. 122, no. 11, November, pp. 1279-1285, 1972

[3] H. S. Patel and R.F. Hoft, "Generalized

techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter: part II-voltage control techniques," *IEEE Trans.*, vol. IA-10, pp. 666-673, 1974.

[4] G.S. Buja et al., "Optimal pulse width modulation of feeding ac motors," *IEEE Trans.*, vol. IA-13, pp. 38-44, 1977.

[5] Y.J. Lee and D.H. Chung, "Optimal switchign pattern of SHE PWM for VSI-IM drive system," *KITE Journal*, vol. 26, no. 11, pp. 200-209, 1989.

[6] Y.J. Lee and D.H. Chung, "The characteristic comparison of various PWM stratries for generating pulse signal of voltage source inverter," *KICS Journal*, vol. 15, no. 5, pp. 384-398, 1990.

[7] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines," *Simens Review*, vol. 34, pp. 217-220, May., 1971.

[8] G. Pffaf, A. Weschta and A. Wick, "Design and experimental results of a brushless ac servo-drive," in *conf. rec. IEEE Ind. Appl. Soc.*, 1982 17th Annu. Meet., pp. 692-697, 1982.

[9] G. Toos, P.D. Ziogas and D. Vincenti, "A three phase model reference adaptive PWM technique with improved features," in *conf. rec. IEEE Ind. Appl. Soc.*, 1990 25th Annu. Meet., pp. 991-1004, 1990.

[10] J. Holtz and S. Sadtfield, "A predictive controller for the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source," in *Conf. rec., IPEC*, 1983 Annu. Meet., pp. 1665-1675, 1983.

著 者 紹 介



鄭 東 和 (正會員)

1955年 8月 15日生. 1979年 2月 영남대학교 전기공학과 졸업. 1981年 2月 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업. 공학석사 학위 취득. 1987年 8月 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업. 공학박사 학위취득. 1988年 3月~1989年 4月 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989年 4月~현재 순천대학교 전기공학과 조교수. 주관심분야는 전력전자, 전기기기 제어, 회로해석 및 시스템 제어, 마이크로프로세서 응용 등임.