

# 출력 파형 왜율과 효율 개선을 위한 CRPWM의 전압 제어 방법

안 성찬\*, 송 종환\*\*, 조 규복\*, 원 중수\*\*

\*:효성중공업 주식회사 기술연구소, \*\*:서울 대학교 전기공학과

## A New Voltage Control Method in CRPWM for Improving Distortion and Efficiency at Load Side

Ahn Sung-chan\*, Song Jhong-whan\*\*, Cho Kyu-bok\*, Won Jhong-su\*\*

\*:Hyosung Industries Co.,Ltd., \*\*:Seoul National University

### ABSTRACT

Voltage controlled current regulated PWM(pulse width modulation) of VSI(voltage source inverter) is proposed. Adopting one degree of freedom, the voltage, the current controller shows much more improvement than conventional ones not using this method.

The voltage controller of this proposal needs load's parameters, torque value, rotational speed. This voltage controller is located at converter part which links AC source and DC bus. With this proposed method, duty ratio of the inverter's switching is nearly unity for all speed and torque range. Hence, this method gets many advantages such as reducing current ripple, thermal loss, and noises and improving control performances. Theoretical approach to this voltage-current controller is performed, and the results are presented.

### I. 서론

유도전동기는 비선형이고 또한 상태 변수간의 결합도가 심한 동특성 방정식을 가지는 시스템으로서, 제어하기가 난해한 시스템 중의 하나이었던 것이, 전자회로의 발전에 힘입어 유도전동기를 전동기 일반 이론에 따라 제어하려는 시도, 즉 벡터 제어가 소개된 이후 유도전동기의 고성능 제어 실현이 가능하게 되었다[1][2]. 그런데 만약 전동기의 입력 전류를 제어 입력으로 삼을 수 있다면 벡터 제어는 계자 성분과 토오크 성분의 분리 제어(decoupling control)가 가능하게 된다. 이를 위한 것이 전류 제어기로 그중 대표적인 전류 제어기로는 히스테리시스 전류제어기[3], 삼각파 변조 방식에 따른 전류 제어기[4], 예측 전류 제어기[5] 등을 들 수 있다. 한편 전류 제어기에서 요구되어지는 특성은 전류 지령에 대한 빠른 추종성 및 안정성, 리플율(ripple factor)의 최소화, 전류 제한 가능 능률 들 수 있다 [6][7][8]. 본 논문에서는 부하로 인가 되는 출력 전류의 리플(ripple)을 최소화 시킬 수 있는 시스템을 제안하였다. 본 제안은 일반 전동기에 적용되어질 수 있는데, 특히 저속 시 그 효과가 극대화 되어지는 구조를가지고 있다.

### II. 유도 전동기의 수학적 모델 및 벡터 제어

D-Q 프레임(frame) 이론에 따른 유도 전동기의 수학적 모델 방정식은 (1)식과 같이 표현되어진다.

$$v_{ds} = (R_s + L \sigma p) i_{ds} - \omega_s L \sigma i_{qs} + M/L_r p \lambda_{dr} - \omega_s M/L_r \lambda_{qr}$$

$$v_{qs} = \omega_s L \sigma i_{ds} + (R_s + L \sigma p) i_{qs} + \omega_s M/L_r \lambda_{dr} + M/L_r p \lambda_{qr}$$

$$0 = -R_r M i_{ds} + (R_r + L_r p) \lambda_{dr} - \omega_s L_r \lambda_{qr}$$

$$0 = -R_r M i_{qs} + \omega_s L_r \lambda_{dr} + (R_r + L_r p) \lambda_{qr} \quad (1)$$

$v_{ds}, v_{qs}, i_{ds}, i_{qs}$  : 고정자 전압 및 전류의 d, q 성분

$\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$  : 회전자 쇄고 자속의 d, q 성분

$R_s, R_r$  : 고정자 및 회전자 저항

$L \sigma = L_s - M^2/L_r$  : 고정자측 누설 인덕턴스

$L_s, L_r, M$  : 고정자, 회전자, 및 상호 인덕턴스

$p$  : 미분 연산자(= d/dt)

$\omega_s$  : 슬립 각속도

정상 상태시 (1)식의 상태 변수  $[i_{ds}, i_{qs}, \lambda_{dr}, \lambda_{qr}]^T$  는 직류량이 되어지며, 특히  $\lambda_{qr}$  은 지수적으로 감쇠하는 값이므로 정상 상태가 되면 다음과 같은 유용한 결과를 얻게 된다. 즉,

$$\lambda_{dqr} = \lambda_{dr} + j0$$

$$\lambda_{dr} : \text{일정} \quad (2)$$

가 되며, 자속 쇄고량  $\lambda_{dqr}$  은 (3)식 처럼  $i_{dqs}$  및  $i_{dqr}$  로 표현 되어지므로,

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds}$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} = 0 \quad (3)$$

이를  $i_{dr}, i_{qr}$  에 대해 풀면 (4)식이 얻어진다.

$$i_{dr} = (\lambda_{dr} - M i_{ds})/L_r$$

$$i_{qr} = -M/L_r i_{qs} \quad (4)$$

이 결과를 (1)식에 대입하면,  $v_{dqs}$  는  $i_{dqs}$  와  $\lambda_{dr}$  으로 표현 가능한 식(5)이 된다.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L \sigma \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_e L \sigma i_{qs}$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L \sigma \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_e L \sigma i_{ds} + \omega_e M / L_r \lambda_{dr}$$
(5)

로 표현되어지며 이 (5)식을  $i_{dqs}$ 에 대한 상태방정식을 구하면 (6)식이 되어진다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L\sigma & \omega_e \\ -\omega_e & -R_s/L\sigma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{1}{L\sigma} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} - \omega_e M / L_r \lambda_{dr} \end{bmatrix}$$
(6)

(6)식에서  $i_{qs}$ 식의 입력항 중 두번째 항에 있는  $\omega_e$  는  $\omega_r + \omega_s$ 로서, 이는 곧 유도전동기의 회전 속도에 따라  $i_{qs}$ 값이 달라진다는 것을 알 수 있다.

### III. 예측 전류 제어기

정현파 출력 전압에 대한 (6)식의 정상 상태 값은 모두 DC값이 될 것인데, 일반적으로 인버터는 그림1과 같이 출력단에 3개의 아암(arm)을 가진 구조로서 이러한 구조에 의해 만들어질 수 있는 출력 전압은 그림2에 나타나 있는 바와 같이 전체로 7 종류의 전압 벡터만이 가능하다.

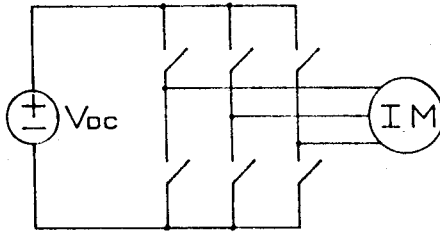
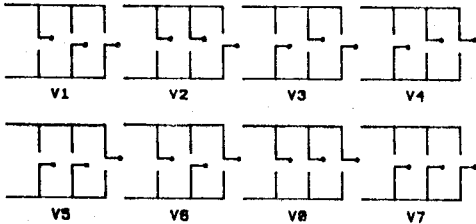
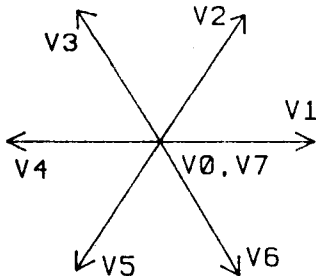


그림1. 인버터의 구조



(a) Switching도



(b) 전압 Vector도

그림2. 출력 전압 벡터도

따라서 (6)식은 계속적인 과도 상태로 이뤄진 결과를 가지게 되며, 이때  $i_{dqs}$ 의 정확한 구현과 또 스위칭으로 인한 전류 리플(ripple)등의 감소는 전류 제어기에 있어 중요한 관건이 되어 왔다. 이러한 전류 제어기는 그 종류만도 여러 가지가 발표되어 있으며, 그중 대표적인 전류 제어기의 하나로 예측 전류 제어기(predictive current controller)를 들 수 있다.

(6)식으로 부터 예측 전류 제어기를 설계할 수 있는데, 이는  $i_{dqs}$ 의 해를 얻음으로서 가능하다. (6)식에서 한 스위칭 주기,  $T$ 초, 내에 (6)식의 과도기 현상이 일어나야 하므로 시간  $t$ 초는 곧 주기  $T$ 가 되는데 본 제안은 저속시 그 효과가 극대화되는 시스템으로서 저속일때의 현상을 고려하면,  $\omega_e T \ll 1$  을 적용할 수 있어 (7)식과 같은 결과를 얻을 수 있고, 그때의 결과값  $i_{dqs}(t)$ 로는 벡터 제어기 내의 전류 지령치  $i_{dqs.ref}$ 를, 초기치  $i_{dqs}(0)$ 로는 측정된 값  $i_{dqs.act}$ 를 대입하여  $v_{dqs}$ 에 대하여 풀면 (8)식이 되는데, 이  $v_{dqs}$ 를 인버터에서 구현하면 원하는 출력 전류를 얻을 수 있다.

$$i_{ds}(t) = i_{ds}(0) e^{-t/\tau_0} + 1/R_s (1 - e^{-t/\tau_0}) v_{ds}$$

$$i_{qs}(t) = i_{qs}(0) e^{-t/\tau_0} + 1/R_s (1 - e^{-t/\tau_0})(v_{qs} - \omega_e M / L_r \lambda_{dr})$$
(7)

$$v_{ds} = R_s (i_{ds.ref} - i_{ds.act} e^{-T/\tau_0}) / (1 - e^{-T/\tau_0})$$

$$v_{qs} = R_s (i_{qs.ref} - i_{qs.act} e^{-T/\tau_0}) / (1 - e^{-T/\tau_0}) + \omega_e M / L_r \lambda_{dr}$$
(8)

$$\tau_0 = L\sigma / R_s$$

### IV. 직류단 버스 전압 제어

전동기를 정격 속도 이하에서 동작 시키게 되면, (8)식에 의해 얻어진 그림3에  $V$ 로 표시된 전압 공간 벡터는 직류단 버스 전압을 전부 사용하지 못하게 되며, 이렇게 사용하지 못하는 양 만큼 영전압(zero voltage) 벡터를 주입하여 주어야 한다. 이러한 현상은 저속 영역에서 특히 심하여 정지 속도 가까이에서는 거의 대부분을 영전압 벡터가 차지하게 된다. 이는 곧 실제 전류의 리플(ripple)을 증가시켜 효율 및 제어성에 악영향을 미치게 되는 결과를 가져온다.

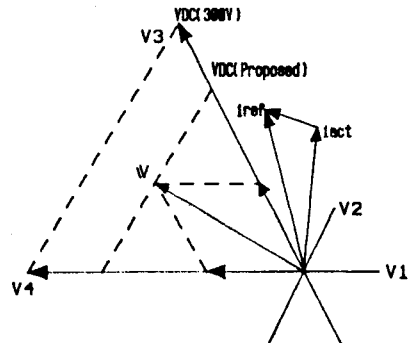


그림3. 전압 공간 벡터도

따라서 본 논문에서, 그림3에 예시된 바와 같이 직류단 버스 전압을 일정한 값( $V_{dc}$ , 300)으로 두지 않고, 제어에 필요한 직류단 버스 전압( $V_{dc, proposed}$ )만을 만들어 주므로서 위와 같은 제반 문제점을 제거하고자 한다. 즉, (9)식의 결과를 인버터 시스템의 AC 입력 전원측 컨버터부에 설치하므로써 고조파 및 리플 크기(ripple factor), 제어성능에 있어 향상을 도모 하였다.

$$V_{DC(Proposed)} = \sqrt{V_{ds}^2 + V_{qs}^2} \quad (9)$$

#### V. 시스템 개략도(System Block Diagram)

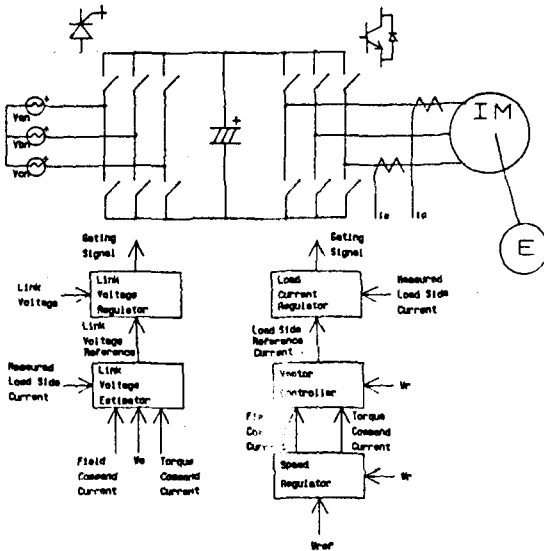


그림4. 시스템 개략도

그림4는 본 제안에 따른 시스템의 개략도로서 인버터부는 통상의 벡터 제어 및 전류 제어가 위치하게 되며, 컨버터부는 유도전동기를 벡터 제어할 때 얻을 수 있는 두 개의 전류 지령 신호, 즉 계자 지령 전류(Field Command Current)와 모오크 지령 전류(Torque Command Current) 및 1차 주파수( $\omega_0$ )와 궤환 신호로써 부하측 전류를 받아 이를 (8), (9)식에 적용하여 직류단 버스 전압을 생성하고, 궤환 신호인 직류단 버스 전압과 함께 전압 조절기(Link Voltage Regulator)에 인가하여 직류단 버스 전압을 가변 시킨다.

시스템의 인버터부 전류 제어기는 영전압 벡터의 제어가 가능한 전류 제어가 채택 되어져야 하며, 컨버터부는 본 제안에 따른 직류단 버스 전압을 만드는 부분으로서 빠른 응답이 필수적인 요건이다.

#### VI. 시뮬레이션에 의한 결과

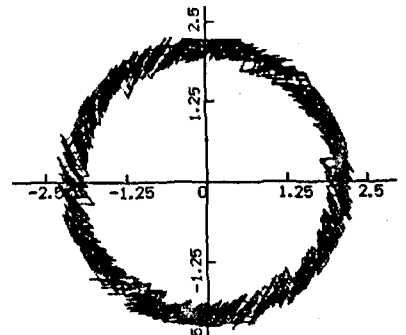
시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 파라미터(parameter)는 표1과 같다. 또한 인버터부의 전류 제어기로

서는 전장에서 예시한 예측 전류 제어기를 사용했으며, AC 입력 전원 전압은 220VAC 3 $\phi$ 를 받으므로 운전중 인버터와 컨버터 사이 직류단 버스 전압은 약 300VDC가 걸리게 될 것이다.

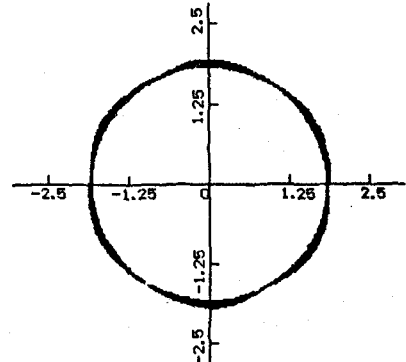
표1. 유도 전동기 파라미터

용량	2.2Kw
극수	4pole
정격 속도	1750rpm
입력 전압	220V, 3phase
$R_s$	0.5250 $\Omega$
$R_r$	0.4379 $\Omega$
$L_s$	0.07976H
$L_r$	0.08043H
M	0.07766H

그림6은 무부하시 인버터의 출력 고정자 전류 벡터를  $\alpha$ 축 성분을 X축으로,  $\beta$ 축 성분을 Y축으로 하여 1-사이클 주기 동안 표시한 것으로 (a)는 기존의 방법으로, 컨버터부에 다이오우드 브릿지(Diode Bridge)가 연결되어 있을 때의 전류 벡터이고, (b)는 제안된 방법의 직류단 버스 전압 제어를 했을 경우의 전류 벡터를 나타내고 있다.



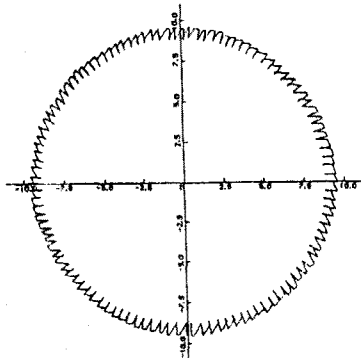
(a) 기존의 시스템



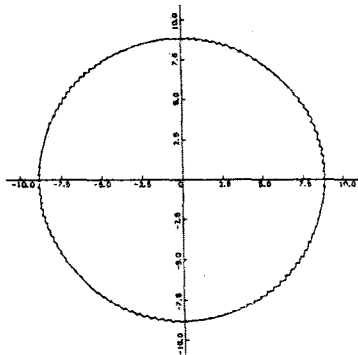
(b) 제안된 시스템

그림6. 인버터 출력 전류(무부하시)

그림7-a,b는 정격 부하 인가시, 기존의 인버터 시스템과 제안된 시스템으로 부터 만들어진 출력 전류 벡터를 각각 나타내고 있다.



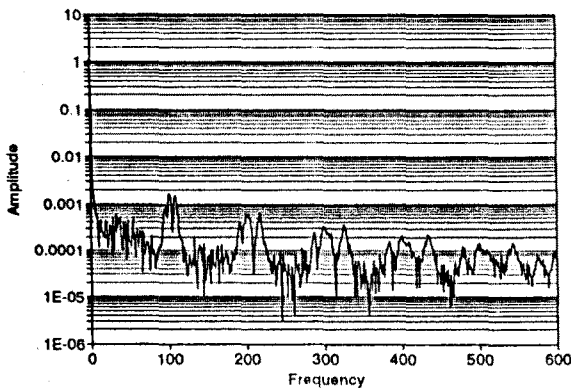
(a) 기존의 방법



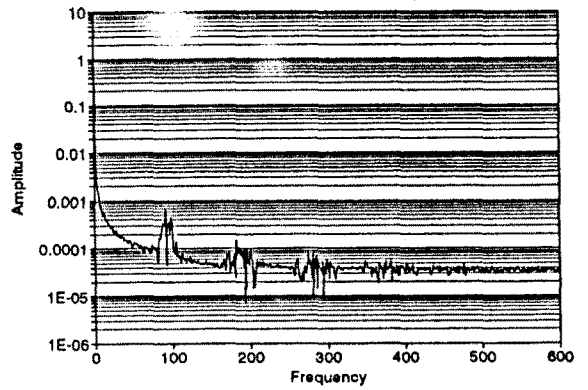
(b) 제안된 방법

그림7. 인버터 출력 전류(정격 부하 인가시)

이의 고조파 성분을 얻기 위한 스펙트럼(spectrum) 분석 결과가 그림8-a,b에 각각 나타나 있다. Y축은 Log 눈금을 사용하였다. 이에서 알 수 있듯이 직류단 버스 전압을 제어하므로 인해 그 결과는 기존의 제어하지 않는 시스템에 비해 월등한 성능 향상을 이룩할 수 있었다.



(a) 기존의 방법



(b) 제안된 방법

그림8. 스펙트럼 분석 결과

## Ⅶ. 결론

직류단 버스 전압 제어는 자유도를 기존의 인버터 시스템에 추가시키므로 인해 고조파 및 전류 리플(ripple)에 있어 현저한 향상을 얻을 수 있었으며, 특히 무부하시 전류 리플(ripple)의 저감은 전체 시스템 동특성에 도 좋은 영향을 끼쳐 성능 향상에 도움을 주게 된다.

본 시스템은 컨버터부에 직류 전압을 가변시킬 수 있는 공진형 컨버터를 사용하므로서 전원측 역률을 개선하는 것과 함께 출력 전류의 파형을 현저히 개선하는 시스템이 구성될 수 있을 것이다.

## Ⅶ. 참조 문헌

- [1] K.Hasse, "Zum dynamischen Verhalten der Asynchron-maschine bei Betrieb mit variabler, Staenderfrefquenz und Staederspannung," ETZA, Vol.89, No.4, pp.77-81, 1968.
- [2] F.Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new TRANSVECTOR closed loop control system for rotating field machines," Siemens Rev, XXXI X, pp.217-220, 1972.
- [3] A.B.Plunkett, "A current-controlled PWM transistor inverter drive", in Proc. Conf. Rec. 14th Annual Meeting IEEE/IAS 1979, pp.785-792.
- [4] "Static frequency changers with 'Subharmonic' control in conjunction with reversible variable-speed A.C. drives", The Brown Boveri Review, Aug/Sep. 1964, pp.555-576.
- [5] J.Holtz and S.Stadtfield, "A predictive controller for the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source", in Conf. Rec. Annual Meet. IEEE/IPEC, 1983, pp1665-1675.
- [6] B.K.Bose, "An adaptive hysteresis band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system", IEEE Trans. on IA Vol.37, No.5, Oct. 1990, pp.402-408.
- [7] J.H.Song, K.C.Lee, K.B.Cho, and J.S.Won, "An adaptive learning current controller for field oriented controlled induction motor by neural network", in IECON'91
- [8] D.M.Brod and D.W.Novotny, "Current control of VSI-PWM inverters", IEEE Trans. on IA Vol.21, No.4, May/June 1985, pp.562-569.