

## 비용절감형 컨버터 구조를 갖는 3상-3상 PWM 정류기/인버터 시스템

### Novel Converter Topology for a Three Phase to Three Phase PWM Rectifier/Inverter System

김기택\*      박태열\*\*      이해춘\*\*  
Kim, Gi-Taek      Park, Tae-Yeol      Lee, Hae-Chun

#### ABSTRACT

A current controlled VSI-PWM rectifier and inverter with capacitor dc link is regarded as one of the most promising structures for three-phase to three-phase power conversion. This type of converter normally requires twelve switches for a rectifier and inverter composed of self turn-off switch such as a bi-polar transistor or IGBT with an anti-parallel diode. In this paper, a new three-phase to three-phase converter for ac motor drives is proposed. The proposed converter employs only eight switches and has the capability of delivering sinusoidal input currents with unity power factor and bidirectional power flow. This paper describes the feasibility and the operational limitations of the proposed structure. A mathematical model of the system is derived using generalized modulation theory and experimental results for steady state and dynamic behavior are presented to verify the developed model.

키워드 : 정류기, 인버터, 전류제어, 히스테리시스 전류제어기, 유도전동기

Keywords : Rectifier, Inverter, Current control, Hysterisis current controller, Inductor motor

#### 1. 서론

최근 전력전자 제어기법의 진보와 함께 전력용 반도체도 발전하였다. 1980년대에 중전력 응용분야를 대상으로 개발된 IGBT는 교류전동기의 구동시스템의 성능을 한층 향상시킬 수 있게 해 주었으며, 현재는 대전력 응용분야로 적용범위를 확대해 나가고 있다.[1] 전력용 반도체소자의 눈부신 발전과 DSP와 같은 고성능 디지털 마이크로프로세서의 발달로 인하여 전력전자 분야는 비약적인 발전을 거듭하게 되었다.

현재 비용절감을 위해 저비용 ac 드라이브에 대한

관심이 커지고 있다.[7]-[10] 전력용 소자의 향상으로 양질의 전력과 드라이브의 크기가 줄게되었고, 대부분의 저 비용 구조는 저 전력분야에서 고정 혹은 가변 속도 드라이버가 제시되었지만 일반적인 기본 구조를 변화시킬 수는 없었다. 본 논문에서는 8개의 스위칭 소자를 갖는 3상-3상 VSI-PWM 정류기/인버터 구조가 제안하였다. 이 제안된 구조에서는 4개의 스위칭 소자를 갖는 인버터와 동일한 구조의 정류기가 사용된다. AC입력 두선은 PWM 전압과 연결되고 나머지 한선은 dc 링크 커패시터의 중성점에 연결한다. 3상 ac 모터 역시 중성점과 인버터 출력에 연결된다.

본 논문에서는 제안된 구조와 스위칭 기법을 제시하고, 검증용 위하여 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을

\* 강원대학교 제어계측공학과 교수, 공학박사

\*\* 강원대학교 대학원 제어계측공학과 석사과정

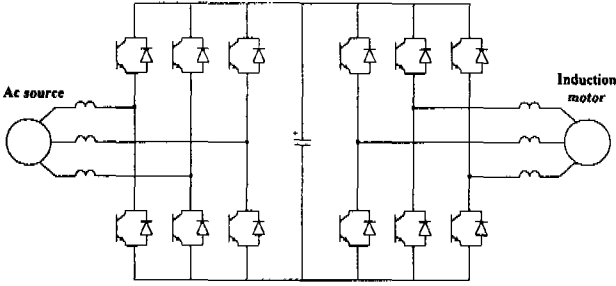


그림 1 일반적인 PWM 정류기/인버터 시스템

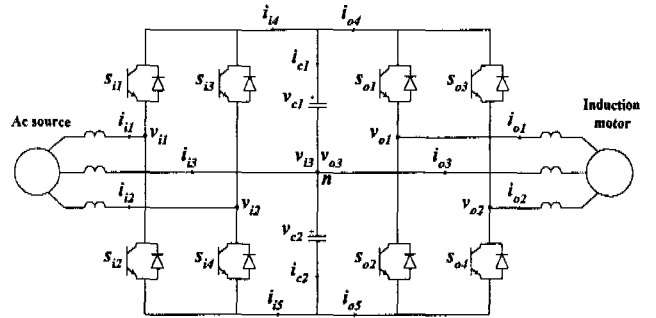


그림 2 제안된 구조의 정류기/인버터 시스템

수행하여 정상상태 및 과도상태응답의 우수성을 확인하였다.

2. 제안된 구조의 분석

그림 1은 두 개의 VSI-PWM 인버터와 dc 링크 커패시터를 가지고 유도전동기를 구동하는 일반적인 정류기/인버터를 보여준다. 이 구조의 중요한 특징 중 하나는 정류기의 부스트 동작을 위해 ac 측에 인덕턴스를 배치하고, dc 링크측에 커패시터가 배치된다. ac 입력의 인덕턴스는 전류의 흐름은  $L di/dt$ 의 형태이기 때문에 기준전류를 추종하기 위해 필요하고, dc 링크 커패시턴스(DC Link Capacitor)는 직류 전압원으로서 동작하고 필터작용을 하며, 적당한 동작을 위해 DC 링크 커패시터 전압과 역병렬 다이오드의 역 바이어스전압은 전류왜곡 없이 전류 제어성을 갖기 위해 ac 입력의 선간전압 과 ac 모터의 역기전력 보다 충분히 높아야 한다.

그림 2는 제안된 구조의 기본 구성도이다. 그림 1. 과 같은 일반적인 정류기/인버터 시스템에서 8개의 스위칭 소자만을 사용하고 하나의 입력과 출력을 위해 한 개의 커패시터 대치로 그림 3과 같이 구성할 수 있다. 단지 스위칭소자 없이 두 개의 분리된 커패시터에 의해 직렬 연결된 커패시터는 다이오드를 통해서 충전된다.

스위칭소자들은 기준전류를 추종하기 위해 입력전류의 모양은 PWM 모양으로 동작한다. 입력측 인덕터는 전류 필터링과 부스터 동작을 제공한다.

직렬연결된 커패시터의 중성점은 정류기와 인버터 양측의 세 번째 상에 연결되어 있다.

인버터 혹은 정류기는 그림 3에서와 같이 4개의 nonzero vector중 하나로 동작한다. 전압벡터는 다음의 복소 벡터 형식에 의해 정의된다.

$$\bar{v} = \frac{2}{3}(v_1 + \bar{a}v_2 + \bar{a}^2v_3) \quad (1)$$

단,  $\bar{a} = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$

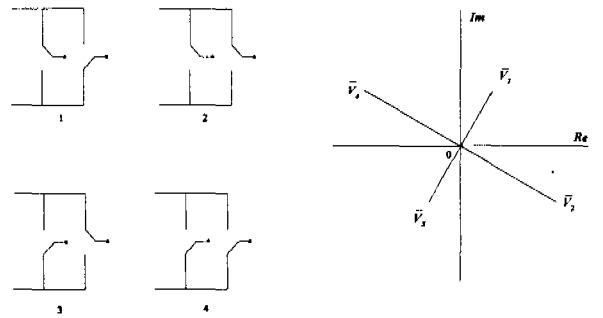


그림 34 제안된 구조의 스위칭도 및 전압벡터

4개의 가능한 전압 벡터는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} v_1 &= +V, v_2 = -V, \bar{v} = V\left(+\frac{1}{3} + \frac{j}{\sqrt{3}}\right) \\ v_1 &= +V, v_2 = +V, \bar{v} = V\left(+1 - \frac{j}{\sqrt{3}}\right) \\ v_1 &= -V, v_2 = +V, \bar{v} = V\left(-\frac{1}{3} - \frac{j}{\sqrt{3}}\right) \\ v_1 &= -V, v_2 = -V, \bar{v} = V\left(-1 + \frac{j}{\sqrt{3}}\right) \end{aligned} \quad (2)$$

컨버터 입력에 대한 3상 전압과 3상 전류는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} v_{o1} &= V_o \sin(\omega_0 t) \\ v_{o2} &= V_o \sin\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{o3} &= V_o \sin\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{o1} &= I_o \sin(\omega_0 t - \theta_0) \\ i_{o2} &= I_o \sin\left(\omega_0 t - \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{o3} &= I_o \sin\left(\omega_0 t - \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3)$$

단,  $V_o, I_o$ 는 출력전압과 전류의 크기이다.

인버터 출력 선간전압을 제어하는 경우,

$$\begin{aligned} v_{o1n} &= v_{o1} - v_{o3} = \sqrt{3} V_o \sin(\omega_0 t - \pi/6) \\ v_{o2n} &= v_{o2} - v_{o3} = \sqrt{3} V_o \sin(\omega_0 t - \pi/2) \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 직류측의 중성점 n을 ground로 가정하였다. 직류 커패시터 전압  $v_{c1}$ 과  $v_{c2}$ 가  $V$ 라고 가정할 때,

즉, 직렬연결 커패시터의 중성점을 기준으로 출력상전압은 PWM 형태에서 제어되는  $S_{o1}$ 과  $S_{o2}$ 의 해정의 될 수 있고, 평형3상 출력전압을 발생시키기 위해 전압  $v_{23}$ 은 출력 상순서에 따라  $60^\circ$  앞서거나 뒤져야 한다. 선간전압  $v_{13}$ 과  $v_{23}$ 은  $v_{c1}$ 과  $-v_{c2}$ 의 두 레벨중 하나일 것이고, 반면  $v_{12}$ 은  $v_{c1}$ ,  $0$ ,  $-v_{c2}$  사이의 PWM 레벨일 것이다.

정류기의 전류제어의 경우, 입력기준전류에 대한 파형은 전압 트랜스포머를 거친 ac입력 전원으로 부터 얻을 수 있다. ac 주전원의 상전압은 단위역율의 입력기준전류로 유도되고, 기준전류의 크기는 외부 루프 dc 링크 전압 컨트롤러의 출력과 곱하여 진다.

히스테리시스 전류제어기를 사용하여 제어된 PWM의 전류는 각 상에 대한 전류 모니터와 실제 전류가 좁은 히스테리시스 밴드 범위 안에서 파형 형태를 쫓아가는 것을 보장하기 위해 ON-OFF 스위칭 사용으로 구성되어 있다.  $i_1$ 과  $120^\circ$  뒤진  $i_2$ 는 PWM으로 제어되고 중성점이 연결되어 있지 않기 때문에  $i_3$ 은 정현파( $i_3 = -(i_1 + i_2)$ )로 자동적으로 제어된다.

상전압 변환함수 [S]

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{o1n} \\ v_{o2n} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} S_{o1} & S_{o2} \\ S_{o3} & S_{o4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ -V \end{bmatrix} \\ S_{o1} + S_{o2} &= 1, & S_{o3} + S_{o4} &= 1 \\ 0 \leq S_{on} &\leq 1, & n &= 1 \dots 4 \end{aligned} \quad (5)$$

윗 식을 다시 정리하면

$$\begin{aligned} S_{o1} &= 0.5[1 + a_0 \sin(\omega_0 t - \frac{\pi}{6})] \\ S_{o2} &= 0.5[1 - a_0 \sin(\omega_0 t - \frac{\pi}{6})] \\ S_{o3} &= 0.5[1 + a_0 \sin(\omega_0 t - \frac{\pi}{2})] \\ S_{o4} &= 0.5[1 - a_0 \sin(\omega_0 t - \frac{\pi}{2})] \end{aligned} \quad (6)$$

단,  $\overline{a_0} = \sqrt{3} \frac{V_0}{V}$ ,  $|a_0| \leq 1$

인버터의 직류측 전류는

$$\begin{bmatrix} i_{o1} \\ i_{o2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{o1} & S_{o2} \\ S_{o3} & S_{o4} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{o1} \\ i_{o2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} i_{o1} &= \frac{I_o}{2} \sin(\omega_0 t - \theta_0 - \pi/3) + \frac{\sqrt{3}}{4} a_0 I_o \cos \theta_0 \\ &= -\frac{1}{2} i_{o3} + \frac{1}{2} I_{op} \\ i_{o2} &= \frac{I_o}{2} \sin(\omega_0 t - \theta_0 - \pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{4} a_0 I_o \cos \theta_0 \\ &= -\frac{1}{2} i_{o3} - \frac{1}{2} I_{op} \end{aligned}$$

단,  $I_{op} = \frac{\sqrt{3}}{2} a_0 I_o \cos \theta_0$

정류기의 직류측 전류도 (5)~(7)를 적용하면

$$i_{i4} = -\frac{1}{2} i_{i3} + \frac{1}{2} i_{ip} \quad i_{i5} = -\frac{1}{2} i_{i3} - \frac{1}{2} i_{ip} \quad (8)$$

여기서  $I_{ip} = \frac{\sqrt{3}}{2} a_i I_{ip} \cos \theta_i$

이고  $I_{ip}$ 와  $I_{op}$ 는 입력과 출력전류의 전력요소이다. 정류기 동작의 경우 단위역율로 동작한다.

위 결과로부터 키르히호프 전류법칙을 만족한다

$$\begin{aligned} i_{i3} + i_{o4} + i_{o5} &= 0 \\ i_{i4} + i_{i5} + i_{i3} &= 0 \end{aligned} \quad (9)$$

커패시터의 충전전류는

$$i_{c1} + i_{c2} = I_{ip} - I_{op} \quad (10)$$

커패시터충전전압은

$$\begin{aligned} i_{c1} &= i_{i4} - i_{o4} = -\frac{1}{2}(i_{i3} - i_{o3}) + \frac{1}{2}(I_{ip} - I_{op}) \\ i_{c2} &= i_{i5} - i_{o5} = +\frac{1}{2}(i_{i3} - i_{o3}) + \frac{1}{2}(I_{ip} - I_{op}) \\ v_{c1} &= \frac{1}{C} \int i_{c1} dt, \quad v_{c2} = \frac{1}{C} \int i_{c2} dt \end{aligned} \quad (11)$$

dc 링크 전압은

$$\begin{aligned} v &= v_{c1} + v_{c2} = \frac{1}{C} \int (i_{c1} + i_{c2}) dt \\ &= \frac{1}{C} \int (I_{ip} - I_{op}) dt \end{aligned} \quad (12)$$

dc 링크 전압은 전압 컨트롤러에 의해 출력전류  $I_{op}$ 와 같게 입력전류  $I_{ip}$ 를 제어하기 때문에 일정전압으로 유지될 수 있고 두 전류의 합은 '0'이다.

### 3. 히스테리시스 전류제어기

히스테리시스 전류제어기법은 회로구성이 간단하고, 전류오차가 제한되어 빠른 동작특성으로 과도응답특성이 좋은 반면, 스위칭 주파수가 유일하게 결정

되지 않고 전류고조파성분이 큰 단점이 있다. 본 논문에서는 이 전류제어기의 빠른 동특성과 소프트웨어적으로 쉽게 구현할 수 있는 장점으로 사용하였다. 그림 4는 히스테리시스 제어기의 기본 구성도이다. 실제전류가 기준전류보다 히스테리시스 밴드이상 크게 되면 positive 스위치가 동작하여 각상의 실제전류는 감소하게 되고, 히스테리시스 밴드보다 작게 되면 negative 스위치가 동작하여 각상의 실제전류는 증가하게 된다.

이 제어기의 스위칭 관계를 복소평면상에 스위칭도로서 표현하면 그림 5와 같다. 기준전류벡터  $i^*$ 의 정점에서 실축과 나란한 방향으로  $e_{\alpha}$ 상, 시계방향으로  $-2\pi/3$ 만큼 회전시킨 방향에  $e_{\beta}$ 상,  $+2\pi/3$ 의 위치에  $e_{\gamma}$ 상 축을 선정하고 각상 축에 히스테리시스 밴드  $h$  해당하는 수직선을 그리면 그림 5와 같은 스위칭도형이 나오게 된다.

이 스위칭도형은 기준전류벡터가 복소평면상에 스위칭도형의 중심에 위치하므로 기준전류벡터를 따라 이동한다. 또한 실제 스위칭은 실제 전류벡터가 어느 쪽 경계선과 만나게 되느냐에 따라 스위칭이 결정된다. 그림 5에서  $e_{\alpha}$ 상과  $e_{\beta}$ 상의 선전류는 히스테리시스 밴드 내에서 기준전류를 추종하기위해 스위치들이 ON-OFF하지만,  $e_{\gamma}$ 상 전류오차는  $2h$ 까지 전류오차가 발생할 수 있다.

4. 시뮬레이션 및 실험결과

제안된 구조의 성능을 입증하기 위해 유도전동기 부하일 때의 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 하였다. 사용언어는 MITCHELL & GAUTHIER ASSOCIATE사의 ACSL(Advanced Continuous Simulation Language)를 사용하였다. 히스테리시스 제어기의 밴드는 1.5[A]로 설정하였고, 시뮬레이션 및 실험에 사용된 전동기의 변수 값은 다음과 같다.

유도전동기 정격

농형 유도전동기

7.5[hp], 220/380[V], 32/19[A]

유도전동기 변수값

고정자 저항	0.199Ω
회전자 저항	0.121Ω
고정자 누설 리액턴스	0.649Ω
회전자 누설 리액턴스	0.649Ω
자화 리액턴스	12.98Ω

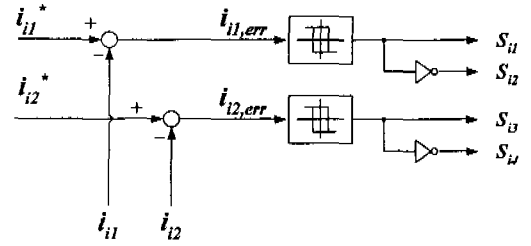


그림 4 히스테리시스 전류제어기

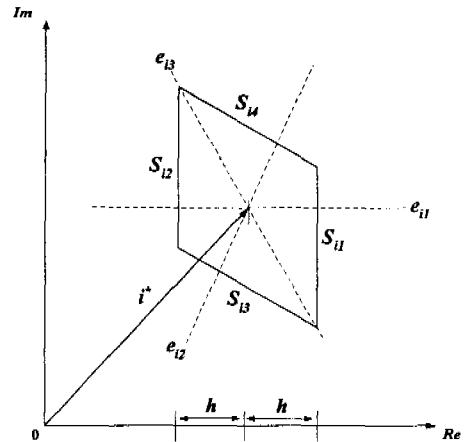


그림 5 히스테리시스 제어기의 스위칭도

그림 6은 정상상태에서의 기준전류와 히스테리시스 전류제어기의해 제어된 실제전류를 나타내고 있다. 실제전류가 기준전류를 잘 추종하는 것을 알수 있다. 그림 7은 각각의 선전류에 대한 오차를 나타내며  $i_{\alpha}$ 과  $i_{\beta}$ 의 전류오차는 히스테리시스 밴드[1.5A] 이내이지만,  $i_{\gamma}$ 의 전류오차는 최대 3.0A임을 알수 있다.

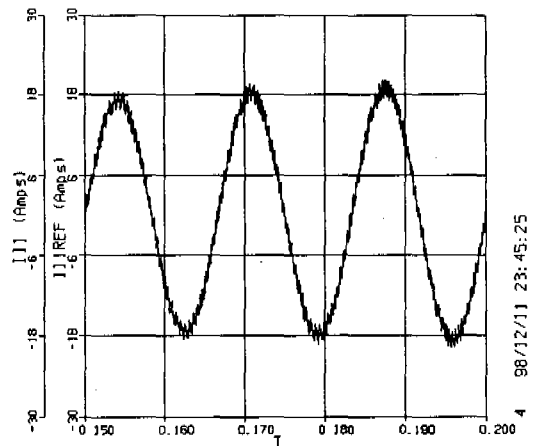


그림 6 정상상태 기준전류( $i_{11,ref}$ )와 선전류( $i_{11}$ ) 시뮬레이션 파형

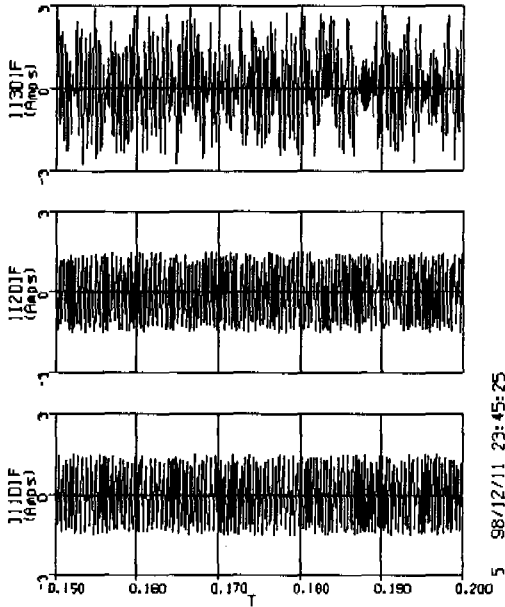


그림 7 선전류 오차 시뮬레이션 파형

그림 8 에서 그림11은 제안된 정류기/인버터의 실험파형이다.

그림 8은 컨버터 기동시의 실험파형이고, 그림 9은 인버터 구동시의 실험파형이다.

그림 10 기준전압을 변화시킬 때 dc 링크 전압의 과도상태와 입력전류 파형이다. dc 링크 전압은 안정되고, 컨버터의 제어성은 우수하다.

그림 11 유도전동기의 부하인가시의 실험파형이다.

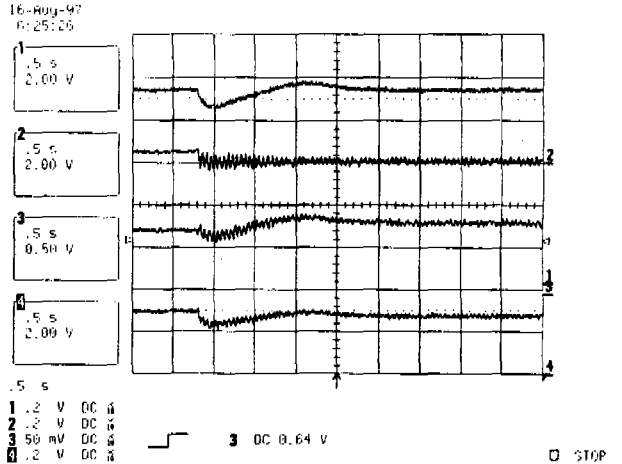


그림 9 인버터 기동시 실험파형

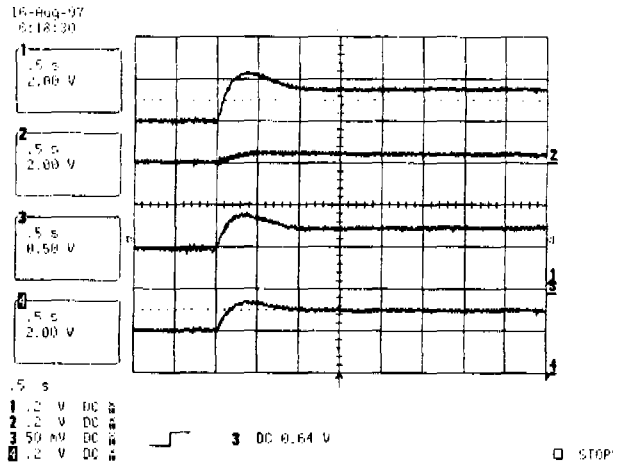


그림 41 기준전압 변화시 실험파형

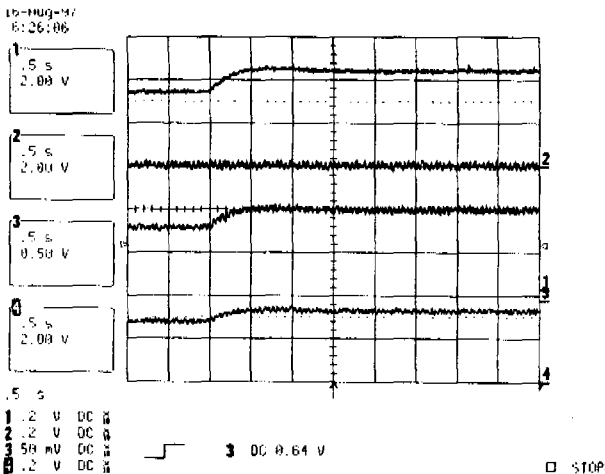


그림 8 컨버터 기동시 실험파형

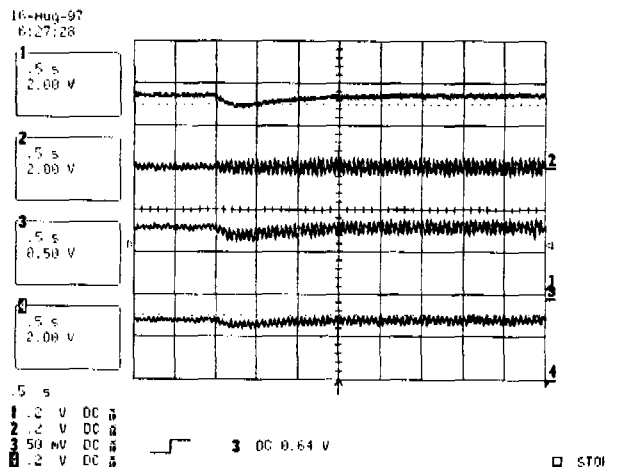


그림 42 유도전동기 부하인가시 실험파형

## 5. 결 론

본 논문에서는 스위칭소자를 줄인 전류제어 PWM 정류기/인버터 구조와 스위칭 기법을 제시하였다. 이 제안된 구조는 단지 8개의 스위칭소자만을 필요로 한다. 본 시스템의 수학적 모델은 일반적인 변환이론을 사용하였고 정상상태 및 과도상태응답의 우수성은 실험결과로 확인하였다.

전체 전기에너지의 50%를 차지하는 전동기 가변속 장치에 제안된 구조를 사용할 경우 비용절감에 크게 기여할 것으로 기대된다.

## 참고 문헌

- [1] B. Jayant Baliga. Power Semiconductor Devices for Variable Frequency Drivers, Proceedings of the IEEE Special Issue on Power Electronics and Motion Control, vol. 82, no. 8, pp. 1112-11122, Aug., 1994
- [2] B.T. Ooi, J. C. Salmon, J. W. Dixon, and A. B. Kulkarni, A three-phase controller-current PWM converter with leading power factor, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-23, no. 1, pp. 78-84, Jan./Feb., 1987.
- [3] J. W. Dixon and B. T. Ooi, Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boost three-phase rectifier, IEEE Trans. Ind. Elec., vol. IE-35, no. 4, pp. 508-515, Nov., 1988.
- [4] H. W. Van Der Broeck and J. D. Van Wyk, A comparative investigation of a three-phase induction machine with a component minimized voltage-fed inverter under different control options, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-20, no. 2, pp. 309-320, Mar./Apr., 1984.
- [5] H. W. Van Der Broeck and H. C. Skudelny, Analytical analysis of the harmonic effects of a PWM ac drive, IEEE Trans. Pwr. Elec., vol. PE-3, no. 2, pp. 216-223, Apr., 1988
- [6] J. T. Boys and A. W. Green, Current-forced single-phase reversible rectifier, IEE Proc. vol. 136, pt. B, no. 5, pp. 205-211, Sept., 1989.
- [7] P. N. Enjeti and A. Rahman, A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-29, no. 4, pp. 806-813, Jul./Aug., 1993.
- [8] P. N. Enjeti, A. Rahman, and R. Jakkli, Economic single-phase to three-phase converter topologies for fixed and variable frequency output, IEEE Trans. Pwr. Elec., vol. PE-8, no. 3, pp. 329-335, Jul., 1993.

- [9] G. A. Covic, G. L. Peters and J. T. Boys, An improved single phase to three phase converter for low cost ac motor drive, Proc. of Intl Conf. on Power Electronics and Drive Systems, Singapore, pp. 549-554, 1995.
- [10] Gi-Taek Kim and Thomas A. Lipo, VSI-PWM Rectifier/Inverter System with a Reduced Switch Count, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 32, no. 6, Nov./Dec., 1996.