

인버터 시스템을 위한 필터설계 방법

Filter Design Method for an Inverter System

오진석*

Jin-Suck Oh

(1996년 10월 4일 접수, 1997년 12월 12일 채택)

ABSTRACT

This paper presents a design method for a filter application in a parts-of FA(Factory Automation).

Normal equations for ripple voltage and current are derived in terms of dimensionless quantities, and these equations can be used directly to evaluate the values of LC-filter components, taking into consideration the effect of the ripple components on the rms value of the PWM-generated ripple components.

Using describing function technique, design equations of the filter are derived. The data needed for the filter evaluation are the amplitude of current ripple and the frequency of square pulses delivered by the HE(Harmonic Elimination) inverter algorithm.

Experimental results show that the design of the filter can be based on the method proposed and that the filter can provide a significant reduction of ripple components.

1. 서론

반도체 분야의 기술발달과 더불어 인버터에 관련된 기술분야도 상당한 변화가 생기고 있다. 그리고 우수한 반도체의 개발로 전달지연(Propagation delay), 턴온지연(turn-on delay) 및 턴오프지연(turn-off delay) 등의 시간제약에 구속

을 받지않는 고속 스위칭 소자가 개발되고 있다.

이러한 고속의 반도체소자를 이용한 경우 ON/OFF 스위칭시에 고조파성분(harmonic components)이 발생하고, 이들 성분에 의해 순수한 정현파가 입력될때보다 열이 많이 발생하고 효율이 감소한다.

* 한국해양대학교 운항시스템공학부

최근 FA분야의 급속한 발달과 더불어, 각종 산업기기의 자동화 추세가 가속화 되고 있다.

자동화된 산업기기의 오동작은 주로 신호전달계통에 유입되는 노이즈에 기인하는 것이 대부분이다. 기기의 오동작은 인적물적 손실을 야기하므로 산업안전 측면에서 노이즈 억제대책에 관련된 분야는 체계적인 연구가 필요하다.

산업기기에 오동작을 일으키는 고조파성분 중에서 고차고조파는 유도성부하에 의해 제어된다. 그러므로 전류리플, 전류피크 등을 감소시키고 DC 출력전압을 평활하게 하기 위하여, 선택적으로 저차고조파를 제거하고, 필터를 설치한다.

본 논문에서는 최근 산업현장의 FA분야에 많이 이용되고 있는 인버터를 대상으로 필터에 관련된 연구를 수행하고자 한다.

인버터 설계시 파형을 개선하고 효율을 향상시키며, 오동작을 방지하기 위하여 가능한 고조파 성분을 억제할 필요가 있다.

본 연구는 인버터를 설계·제작하여 유도전동기를 구동하고, 이 때 발생하는 고조파성분을 억제하는 필터설계에 초점을 맞추었다.

이론적으로는 무한히 큰 용량의 캐퍼시터를 이용하면 인버터의 스위칭에 무관하게 이상적인 파형을 얻을 수 있다. 그러나 실제로는 캐퍼시터의 용량을 이상적으로 줄이기 위하여, 전원측과 부하측간의 단락상태를 유도하는 성질을 가진 리액턴스 필터를 함께 이용한다.

본 연구에서는 필터의 설계과정을 체계적으로 정립하여, 고조파 억제용 필터설계방법을 제시하고, 제시한 방법으로 산출된 값으로 실험용 캐퍼시터 및 리액턴스를 선정함 다음, 실험용 필터회로를 구성하고, 실험을 통하여 설계방법의 신뢰성을 검증하였다.

2. 필터설계

인버터의 직류전원 공급을 위하여 정류기가 필요하며, 정류기의 설계는 다이오드 특성이 고려되어야 한다.

3상 전파정류기(full-wave rectifier)는 출력전압에 6펄스 리플인 고조파성분을 포함한다. 각

다이오드는 120° 동안 도통하며 정류기의 출력에 포함된 고조파성분은 부하가 직렬로 인덕터를 연결하면 전류의 리플성분이 감소한다.

일반적으로 정류기의 출력전압을 평활하게 하기 위해 LC필터를 이용한다.

인버터의 스위칭소자 턴온 시간비가 전체주기보다 적으면 스위칭소자가 턴온일 때 공급전류와 전동기전류는 같고, 스위칭소자가 턴오프 일때는 공급전류는 영이고 전동기전류는 순환전류가 흐른다. 그러므로 공급전류는 전동기전류의 평균값¹⁾보다 적다.

부하 인덕턴스가 충분히 크다면 전동기전류는 리플에 대한 고려가 필요하지 않다. 인버터 회로에서 스위칭으로 인해 공급전류에 고조파성분이 포함되고, 이 고조파는 원치않는 전압맥동, 신호간섭, 공급전원왜곡, 열 등을 야기한다. 리플성분은 캐퍼시터를 이용하면 억제할 수 있고, 무한히 큰 용량의 캐퍼시터를 이용하면 인버터의 스위칭에 무관하게 이상적인 파형을 얻을 수 있다.

실제적으로는 캐퍼시터의 용량을 줄이기 위하여 인덕턴스를 필터로 이용한다.

인덕턴스는 전원측과 부하측간의 단락상태를 유도하는 성질이 있으므로 리플억제에 효과적이다.

LC필터에서 리액턴스 L이 크고 캐퍼시터 C가 적은 값인 경우 기본파 전압의 변동률이 크고 인버터 출력전류와 부하전류가 거의 같게 나타난다. 이와는 반대로 L이 적고 C가 큰 값인 경우는 기본파 전압의 변동률이 적다.

본 연구에서 필터는 QWS(Quarter Wave Symmetry) 및 HWS(Half Wave Symmetry) 특성^{2,3)}을 갖는 인버터에 설치하고자 한다.

필터의 설계조건은 필터를 통과한 출력전압의 전체 고조파왜곡(THD)이 정격부하 및 무부하에서 5%가 넘지 않도록 하는 것이다.

Fig. 1은 DC 링커의 고조파성분에 대한 등가회로를 도시한 것이다.

Fig. 1에서 공급측의 n th 고조파전류 $I_n(n\omega)$ 는

$$I_n(n\omega) = \frac{X_C/n}{(n X_L - X_C/n)} I_{sum}(n\omega) \quad (1)$$

이고, X_L , X_C 는

$$X_L = 2\pi f_{sw} L_F \dots\dots\dots (2)$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_{sw} C_F} \dots\dots\dots (3)$$

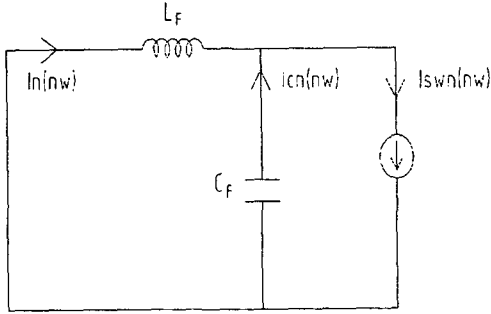


Fig. 1 Equivalent circuit for harmonic components
(단, $nX_L = 2\pi n f_{sw} L_F = n\omega L_F$,

$$C_F = \frac{X_c}{n} = \frac{1}{2\pi n f_{sw} C_F} = \frac{1}{n\omega C_F}$$

이다. 그리고 n은 고조파의 차수, $I_{swn}(n\omega)$ 는 스위칭 인버터측의 n차 고조파 전류의 실효값, f_{sw} 는 스위칭 주파수를 나타낸다.

식(1)을 간단히 정리하면

$$I_n(n\omega) = \frac{1}{4\pi n^2 f_{sw}^2 L_F C_F - 1} I_{swn}(n\omega)$$

$$= \frac{1}{\left(n \frac{f_{sw}}{f_r}\right)^2 - 1} I_{swn}(n\omega) \dots\dots\dots (4)$$

이고, 여기서 f_r 는 공진주파수이다.

식(4)에서 f_{sw} 는 공진을 피하기 위하여 f_r 보다 2~3배정도 커야한다.

스위칭 전류 I_{swi} 은 전동기전류의 진폭 I_a 및 스위칭 소자의 턴온시간^{4,5)}에 의해 결정된다.

$$I_{swi} = I_{swDC} + \frac{4}{\pi} \frac{I_a}{2n} (\sin \omega t + \sin 3\omega t + \sin 5\omega t \dots\dots) \dots\dots\dots (5)$$

식(5)에서 직류성분 I_{swDC} 는

$$I_{swDC} = I_a \cdot \alpha \dots\dots\dots (6)$$

이고, α 는 스위칭 주기 T에 대한 ON 시간비인 턴온비 (T_{on}/T)이고, I_a 는 전동기전류이다. 그리

고 실효성분 I_{rms} 및 리플성분 I_{RP} 는

$$I_{rms} = I_a \sqrt{\alpha} \dots\dots\dots (7)$$

$$I_{RP} = I_a (\alpha - \alpha^2)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (8)$$

이며, 고조파전류의 종합 I_h 는

$$I_h = \left(\sum_{n=2,3\dots} I_n^2(n\omega) \right)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (9)$$

이다.

식(8)에서 최대 리플값은

$$\frac{d I_{RP}}{d \alpha} = 0 \dots\dots\dots (10)$$

식(10)의 조건에서 발생하고, 이때 α 는 0.5이다.

그러므로 리플이 최대로 발생하는 $\alpha = 0.5$ 조건하에서 LC필터의 L_F 및 C_F 를 결정하는 것이 바람직하다.

실험대상 전동기의 전동기전류를 I_a 라고 가정하면, 인버터측 스위칭전류의 직류성분 I_{swDC} , 기본파성분 I_{sw1} , 3 고조파성분 I_{sw3} 및 5 고조파성분 I_{sw5} 는 다음과 같이 주어진다.

$$I_{swDC} = \frac{1}{2} I_a \dots\dots\dots (11)$$

$$I_{sw1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_a \dots\dots\dots (12)$$

$$I_{sw3} = \frac{1}{3} I_{sw1} \dots\dots\dots (13)$$

$$I_{sw5} = \frac{1}{5} I_{sw1} \dots\dots\dots (14)$$

스위칭 전류의 DC성분은 공급측에서만 공급되고 캐퍼시터 필터에서는 공급되지 않는다. 그러므로 공급전류의 DC 성분 I_{sDC} 는

$$I_{sDC} = I_{swDC} = \frac{1}{2} I_a \dots\dots\dots (15)$$

일반적으로 LC필터를 설계할 때 기본공급전류 $I_1(I_n, n=1)$ 이 I_{sDC} 의 5%를 넘지 않도록 설계한다.

식 (1)에서

$$I_1 = \frac{X_C}{X_L - X_C} I_{sw1}$$

$$= 0.05 I_{sDC} (= 0.05 I_{swDC}) \dots\dots\dots (16)$$

이다.

n차의 고조파 리플전류가 LC필터를 쉽게 통

과하려면 부하 임피던스가 캐피시터 임피던스보다 대단히 커야 한다. 이러한 조건^{6,7,8)}은 다음의 관계에 의해 만족된다.

$$\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} = \frac{10}{n\omega C_F} \dots\dots\dots (17)$$

식(17)에서 C_F 는

$$C_F = \frac{10}{4\pi f \sqrt{R^2 + (4\pi f L)^2}} \dots\dots\dots (18)$$

이고, R 은 부하저항, L 은 부하인덕턴스, f 는 전원주파수이다.

실험에 이용한 부하의 R 은 42.4Ω , L 은 12.66mH , I_a 는 0.2A , 스위칭비는 12인 경우, 식(2), 식(3), 식(16), 식(18)을 이용하여 LC필터용 L_F 및 C_F 값을 계산한다.

3. 실험 및 실험결과

3.1 실험회로

본 연구에서는 필터 설계과정을 통하여 도출된 L_F 및 C_F 값을 기준으로 LC필터를 구성하였다.

Fig. 2는 필터실험을 위해 구성한 회로도이다.

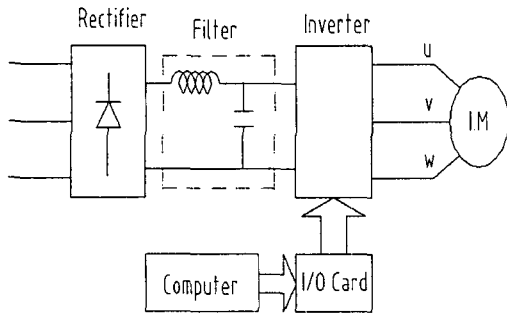


Fig. 2 Schematic diagram of the test system

실험에 이용한 인버터의 알고리즘은 QWS 및 HWS 특성을 갖고 있으며, 출력파형은 기함수의 특성을 갖고 있으며 Fourier 급수로 전개하면

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \dots\dots\dots (19)$$

이고, n 이 우수일 때 $a_n = b_n = 0$ 이고, 기수이면 a_n

및 b_n 은 존재한다.

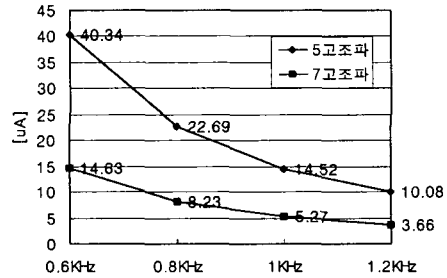
출력파형이 QWS 특성을 만족하려면

$$a_n = \frac{4}{n\pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos n \alpha_k]$$

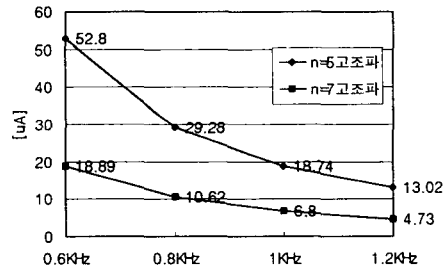
$$b_n = 0 \dots\dots\dots (20)$$

이 된다.

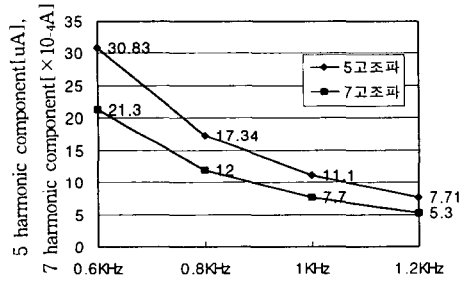
식(20)은 기본파 진폭제어 및 특성고조파 제거가 가능한 점호각 도출에 이용되는 식이다.



(a) $L_F=59.2\text{mH}$, $C_F=400\mu\text{F}$



(b) $L_F=59.2\text{mH}$, $C_F=310\mu\text{F}$



(c) $L_F=100\text{mH}$, $C_F=310\mu\text{F}$

Fig. 3 Calculation results of harmonic component

그러므로 LC필터 및 특성고조파를 제거할 수 있는 HE 알고리즘을 이용하면 고조파에 강인한 시스템을 구축할 수 있다.

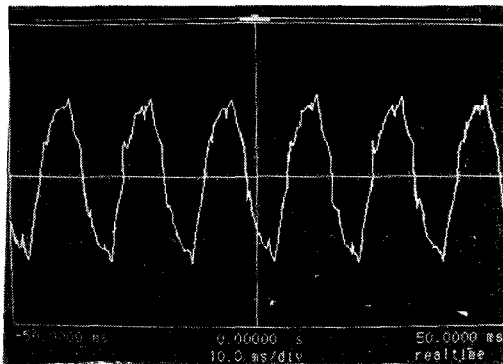
Fig. 3은 식(4)를 이용하여 LC필터의 L_F 및 C_F 값에 따른 고조파별 크기를 나타낸 것이다.

Fig. 3은 스위칭 주파수가 상승하면 고조파성분이 감소함을 보이고 있으며, L_F 및 C_F 값의 크기에 따라 특정고조파 성분의 크기가 변화함을 나타내고 있다.

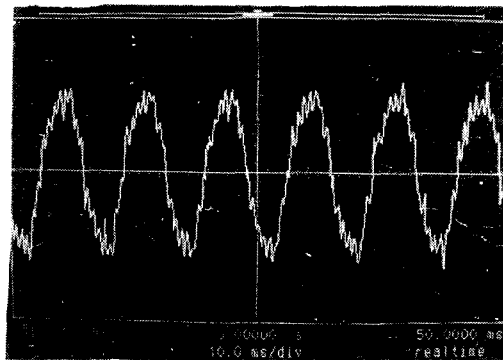
LC필터 설계과정에서 계산에 의한 L_F 및 C_F 값은 2.9mH와 310 uF이다. Fig. 3(a)는 C_F 를 크게했을 경우이고, (c)는 L_F 를 크게 했을 경우의 고조파성분을 도시한 것이다.

3.2 실험결과

필터설계과정을 통하여 도출된 값으로 L_F 및 C_F 를 선정하여 LC필터를 구성하여 HE인버터의 DC 링커단에 연결하여 실험을 수행하였다.



(a) with IIE algorithm



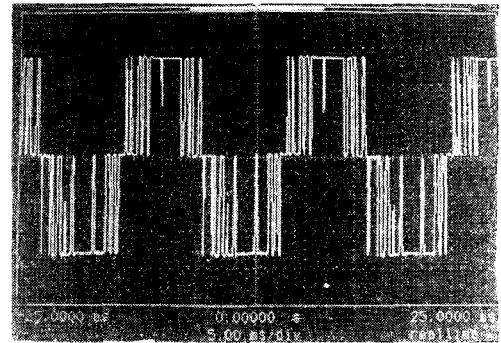
(b) with RSPWM algorithm

Fig. 4 Inverter output current waveforms
(X: 10 ms/div Y: 100 mA/div)

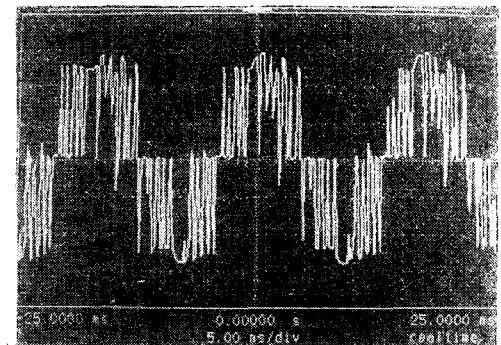
일반적으로 전파정류기를 거친 출력전압은 6 펄스 리플고조파를 포함하고 있다. 각 다이오드는 120°동안 도통하며 정류기의 출력에 포함된 고조파성분은 부하와 직렬로 인덕터를 연결하면 리플성분은 감소된다.

또한 인버터의 스위칭에 의한 PLD (Power Line Disturbance)도 리플성분을 야기한다. 이러한 리플성분은 EMI (Electromagnetic Interference)의 근본이 되므로 HE 알고리즘 같은 특별한 알고리즘과 필터를 병행하여 고조파를 억제하는 것이 바람직하다.

Fig. 4는 HE 인버터 (a)와 RSPWM (Regular Sampling Pulse Width Modulated) 인버터의 전류출력파형을 CV (Conversion)모드에서 촬영한 것이다.



(a) with the LC filter



(b) without the LC filter

Fig. 5 Output waveforms of the inverter
(X: 5 ms/div Y: 50 V/div)

Fig. 4는 고조파 제거능력을 가진 HE 인버터가 고조파 억제능력이 우수함을 나타내고 있으

며, 약간의 왜곡이 있는 것은 자유도 도출기법이 정립되지 않은 것과 회로정수 보정과정에서 회로정수를 정확히 보정하지 않았기 때문이다.

Fig. 5는 LC필터가 있는 경우 (a)와 없는 경우 (b)의 출력파형이다. (a)가 (b)보다 출력파형의 왜곡률이 감소함을 알 수 있다.

Fig. 6은 3차, 5차, 7차 고조파를 대상으로 실험한 것으로, (a)는 일반적인 인버터 알고리즘 형식인 CV 모드시의 전류스펙트럼이고, (b)는 HE 모드로 운전시의 전류스펙트럼이며, (c)는 HE 모드시에 필터를 함께 사용한 경우의 전류스펙트럼이다.

Fig. 6에서 제거대상인 5차 및 7차 고조파 중에서 HE 모드인 경우에 5차 고조파는 완전히 제거되었지만 7차 고조파는 완전히 제거되지 않았다. 즉 5차 고조파의 DF(Distortion Factor)는 100% 감소하였지만 7차 고조파의 DF는 50% 정도 감소하였다. 필터를 사용한 경우 특징한 고조파를 완전히 제거할 수 있음을 알 수 있다.

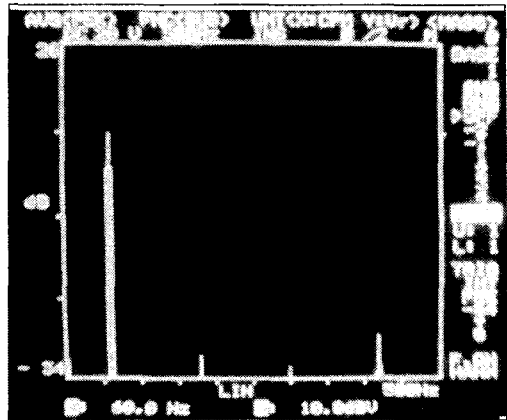
4. 결론

본 연구에서는 인버터의 고속 스위칭시에 발생하는 고조파성분을 억제하기 위한 LC필터를 설계하고, 이를 이용하여 인버터출력전압의 리플성분 억제능력을 실험하였다.

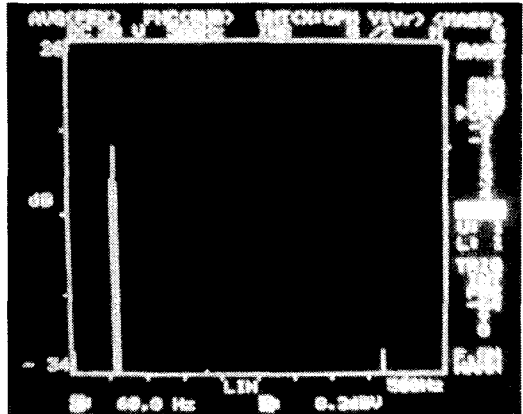
이러한 실험과정을 통하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

- 1) 산업용 기기에 심각한 영향을 미치는 특정한 고조파를 효율적으로 억제하기 위해서는 제어알고리즘과 필터가 동시에 적용되어야 한다.
- 2) 제시한 설계과정을 통하여 구성한 LC필터로 리플성분 억제능력을 실험한 결과 고조파 왜곡률이 현저히 감소하였다.
- 3) 설계한 L_F 및 C_F 값보다 L_F 와 C_F 값을 크게 하여 실험한 결과 THD에는 크게 영향을 미치지 않았지만, C_F 를 크게한 경우가 L_F 를 크게한 경우보다 고조파 왜곡률개선에 효과적임을 알 수 있었다.

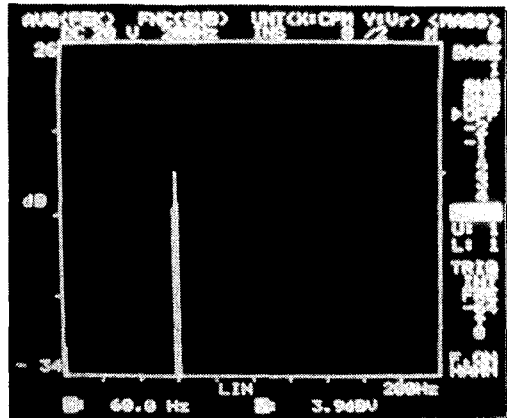
이상의 연구결과를 산업용 기기에 직접 적용하여 실용화 과정을 거치면, PLD로 발생하는 전



(a) CV mode



(b) HE mode



(c) HE mode with filter

Fig. 6 The inverter line current spectrum at 60 Hz

자파노이즈에 의한 기기의 오동작을 방지할 수 있으므로, 기기의 오동작으로 인한 산업재해를 현저히 감소시킬 수 있을 것으로 생각한다.

참 고 문 헌

- 1) 오진석, "Design of Controller for Electric Propulsion Motor Controller", 국방과학연구소, Oct. 1991.
- 2) B.K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, pp. 1~165, 1986.
- 3) P.D. Evans, "Harmonic Distortion in PWM Inverter Output Waveforms", IEE Proc., Vol. 134, No. 4, pp. 224~232, July, 1987.
- 4) A. Hansen and H. Havemann, "Design of Snubber Circuits for a Transistor Inverter using A Minimum Number of Components", IFAC Control in power Electronics, Switzerland, pp. 165~171, 1983.
- 5) M.E. Fraser, C.D. Manning, B.M. Wells, "Transformerless four-wire PWM rectifier and its application in AC-DC-AC converters", pp. 410~416, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 142, No. 6, November, 1995.
- 6) Prof. J.T. Boys, Ph.D., M.I.P.E.N.Z., and S.J. Walton, B.E., "A loss minimised sinusoidal PWM inverter", pp. 260~268, IEE PROCEEDINGS, Vol. 132, Pt.B, No. 5, September, 1985.
- 7) P.Enjeti, J.F. Lindsay, P.D. Ziogas, M.H. Rashid, "New current control scheme for PWM inverters", pp. 172~179, IEE PROCEEDINGS, Vol. 135, Pt.B, No. 4, July, 1988.
- 8) C.A. Karybakas and C.A. Kosmatopoulos, "Filter Design Method for a PWM Feedback Inverter System", pp. 364~372, IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol. 40, No. 3, June, 1993.