

3상 PWM 인버터의 단일제어루프 전압제어기의 설계 및 제어

강병희, 고재석, 조준석, 최규하, 박철훈*, 김진홍*
 건국대학교, 국제전기(주)*

Design and control of Single Loop Output Voltage Controller for 3 Phase PWM Inverter

B.H. Gang, J.S. Gho, J.S. Cho, G.H. Choe, C.H. Kwak*, J.H. Kim*
 Dept. of Electrical Eng. KonKuk Univ, International Electric Co.*

ABSTRACT

There are two ways in the output voltage control method in PWM inverter. One is the double loop voltage control composed of inner current control loop and outer voltage control loop. Because it shows fast response and low steady state error, utilized in many application. The Other is single loop voltage control method composed of voltage control loop only. It's characteristics shows lower performance in case of high output impedance than double loop voltage control. But in low output impedance, it shows good control performance in all load range than double loop control.

In this paper, single loop voltage control rule and gain was developed analytically, and these were verified through computer simulation and experiment.

1. 서 론

3상 인버터의 출력 전압제어는 내부 제어루프로 전류제어기를 갖는 이중루프 전압제어방식과, 출력 전압을 피드백하여 기준신호와 오차를 크기 및 위상을 고려하여 보상하는 단일루프 제어방식으로 구분할 수 있다.

이중루프 출력단 부하전압 제어를 위해서 출력전류제어를 내부 루프로 갖기 때문에 빠른 속응성과 낮은 정상상태 오차를 가지므로 많은 응용시스템에서 적용된다[1][2]. 그러나 출력단 변압기의 2차 권선의 누설을 많이 갖도록 설계하여 출력단 LC필터를 구성하는 경우 작은 인덕턴스에 의해서 이중루프 전압제어시 전류제어가 원활하지 않게 된다. 이러한 경향은 대용량으로 갈수록 낮은 출력단 임피

던스를 갖게 설계되므로 크게 되므로 전압제어기만을 갖는 단일루프 전압제어기를 적용하여 시스템을 제어할 필요가 있다[3].

따라서 본 논문에서는 낮은 출력임피던스를 갖는 경우 단일루프 전압제어에 의한 출력전압제어기를 구성하고 시뮬레이션 및 실험을 통하여 이를 검증하도록 한다.

2. 3상 PWM 인버터

2.1 동기좌표계 인버터모델

변조함수를 3상 평형정현신호로 가정할 때 동기 좌표계상에서 인버터의 모델은 아래식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{pmatrix} L_o \frac{d i_q^c}{dt} \\ L_o \frac{d i_d^c}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_o & -\omega L_o \\ \omega L_o & -R_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_q^c \\ i_d^c \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} e_{oq}^c \\ e_{od}^c \end{pmatrix} + \frac{m \cdot v_{dc}}{2} \begin{pmatrix} \cos \psi \\ -\sin \psi \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} C_o \frac{d v_{oq}^c}{dt} \\ C_o \frac{d v_{od}^c}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega C_o \\ \omega C_o & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{oq}^c \\ v_{od}^c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_q^c - i_{oq}^c \\ i_d^c - i_{od}^c \end{pmatrix} \quad (2)$$

여기서, m : 변조함수의 진폭 (-1 ≤ m ≤ 1)

ψ : 변조함수의 위상각

i_q^c, i_d^c : 동기좌표계 인버터 출력전류(i_u, i_v, i_w)

v_{oq}^c, v_{od}^c : 동기좌표계 부하전압(v_{ou}, v_{ov}, v_{ow})

i_{oq}^c, i_{od}^c : 동기좌표계 부하전류(i_{ou}, i_{ov}, i_{ow})

위의 식에서 변조함수를 일반화된 동기좌표계 신호인 m_q^c와 m_d^c의 동기좌표계 변조지수로 나타낼 수 있다.

$$m_q^c = \frac{m}{2} \cos \psi \quad (3)$$

$$m_d^c = \frac{m}{2} \sin \psi \quad (4)$$

이를 이용하여 다시 식 (1)과 (2)를 소신호 해석하여 AC

모델을 다음과 같이 표시할 수 있다. 여기서 “^”는 섭동 변수 임을 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_{\alpha q}^c \\ \hat{e}_{\beta q}^c \\ \hat{e}_{\alpha d}^c \\ \hat{e}_{\beta d}^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_o & -\omega & \frac{1}{L_o} & 0 \\ L_o & R_o & 0 & \frac{1}{L_o} \\ \omega & -R_o & 0 & -\frac{1}{L_o} \\ \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & -\omega \\ 0 & \frac{1}{C_o} & \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{e}_{\alpha q}^c \\ \hat{e}_{\beta q}^c \\ \hat{e}_{\alpha d}^c \\ \hat{e}_{\beta d}^c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L_o} & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{L_o} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{m}_q^c \\ \hat{m}_d^c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{C_o} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{e}_{\alpha q}^c \\ \hat{e}_{\beta q}^c \\ \hat{e}_{\alpha d}^c \\ \hat{e}_{\beta d}^c \end{bmatrix} \quad (5)$$

2.2 단일루프 인버터 출력전압제어

가. 단일제어루프의 제어기설계

이중루프 제어기는 그림 2와 같이 2개의 루프를 갖지만 단일루프제어기는 전압제어기만을 가지므로 비교적 단순한 제어방식이라 할 수 있다. 단일루프 인버터제어 기법을 구현하기 위한 제어규칙을 세우기 위해서는 시스템 모델을 다시 구성해야 될 필요가 있으며, 식 (5)의 3행 및 4행을 미분하고, 이에 1행 및 2행을 대입하여 정리하면 다음과 같은 형태의 시스템 모델을 얻을 수 있다.

$$V_{dc} \hat{m}_q^c = R_o C_o \dot{\hat{e}}_{\alpha q}^c + \hat{e}_{\alpha q}^c + L_o \dot{\hat{i}}_q^c + \omega_s R_o C_o \hat{e}_{\alpha d}^c - \omega_s L_o \hat{i}_d^c + L_o \dot{\hat{i}}_{\alpha q}^c \quad (6)$$

$$V_{dc} \hat{m}_d^c = R_o C_o \dot{\hat{e}}_{\beta q}^c + \hat{e}_{\beta q}^c + L_o \dot{\hat{i}}_d^c - \omega_s R_o C_o \hat{e}_{\beta d}^c + \omega_s L_o \hat{i}_q^c + L_o \dot{\hat{i}}_{\beta d}^c \quad (7)$$

위의 식 오른쪽에서 세 번째 항부터는 외란으로 간주하고, 제어기상에서 전향제어에 의하여 보상하면 다음과 같이 PI제어기를 적용시의 제어규칙을 쓸 수 있으며 그림 3에 블록선도를 나타내었다.

$$V_{dc} \hat{m}_q^c = K_p (\hat{e}_{\alpha q}^c - \hat{e}_{\alpha q}^c) + K_i \int (\hat{e}_{\alpha q}^c - \hat{e}_{\alpha q}^c) dt + L_o \dot{\hat{i}}_q^c + \omega R_o C_o \hat{e}_{\alpha d}^c - \omega L_o \hat{i}_d^c + L_o \dot{\hat{i}}_{\alpha q}^c \quad (8)$$

$$V_{dc} \hat{m}_d^c = K_p (\hat{e}_{\beta q}^c - \hat{e}_{\beta d}^c) + K_i \int (\hat{e}_{\beta q}^c - \hat{e}_{\beta d}^c) dt + L_o \dot{\hat{i}}_d^c - \omega R_o C_o \hat{e}_{\beta d}^c + \omega L_o \hat{i}_q^c + L_o \dot{\hat{i}}_{\beta d}^c \quad (9)$$

PWM 변조기가 이상적으로 동작하여 $\hat{m}_q^c \cong \hat{m}_q^c$, $\hat{m}_d^c \cong \hat{m}_d^c$ 가 된다면, 위 식을 식 (6) 및 (7)에 대입하고 라플라스 변환하여 정리하면 다음과 같이 페루프 전달함수를 구할 수 있다.

$$\frac{E_{\alpha q}^c}{E_{\alpha q}^c} = \frac{K_p}{R_o C_o} \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s^2 + \frac{K_p + 1}{R_o C_o} s + \frac{K_i}{R_o C_o}} \quad (10)$$

따라서, 식(10)의 전달함수의 영점이 원점에서 충분히 떨어져 있다면 원형 2차 시스템(Prototype second order system)으로 볼 수 있고 극배치법에 의해서 제어기 이

득은 다음과 같이 계산되어질 수 있다[4][5].

$$K_p = 2\xi\omega_n R_o C_o - 1 \quad (11)$$

$$K_i = \omega_n^2 R_o C_o \quad (12)$$

나. 임계 제동비

최소위상전달함수(minimum phase transfer function)를 만족하기 위해서는 $K_p \geq 0$ 이 되어야 하며, 따라서 제어기의 제동비는 아래의 조건이 만족되어야 한다[6].

$$\xi \geq 1/(2\omega_n R_o C_o) \quad (13)$$

여기서, 제동비가 $\xi_c = 1/(2\omega_n R_o C_o)$ 를 만족할 때는 제어기는 비례제어기의 이득은 영(Zero)이 되어 적분제어기만 이용하게 된다. 그림 4에 제어기의 주파수응답과 단위계단응답을 나타내었다. 그림에서 $\xi \geq \xi_c$ 인 경우는 최소위상전달함수의 조건을 만족하여 바른 응답특성을 보이고 있지만, $\xi < \xi_c$ 의 경우는 음수의 비례이득을 갖게 된다. 따라서, s영역에서 우반면의 영점이 존재하게 되어 비최소위상(non-minimum phase)이고 그림 4(a)와 같이 고주파영역에서 위상이 반전되며, 그림 4(b)에서와 같이 계단응답에서는 응답의 초기방향이 잘못되어 시스템이 불안하게 된다.

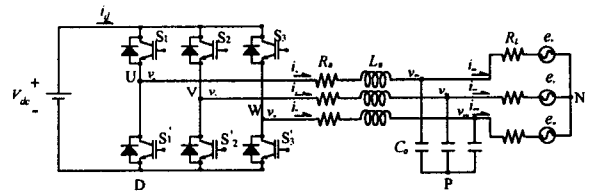


그림 1 인버터 전력부 회로도

Fig. 1 PWM inverter circuit.

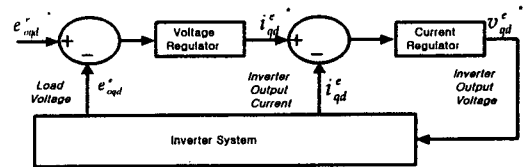


그림 2 이중루프 전압제어 블록선도

Fig. 2 Block diagram of double loop control.

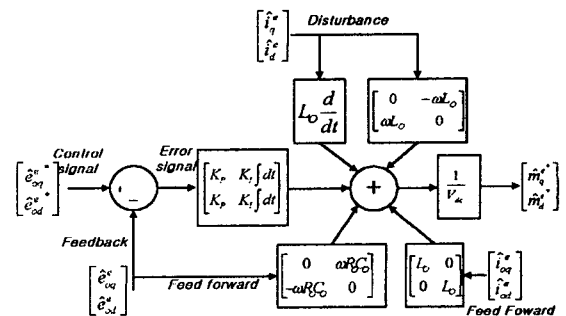
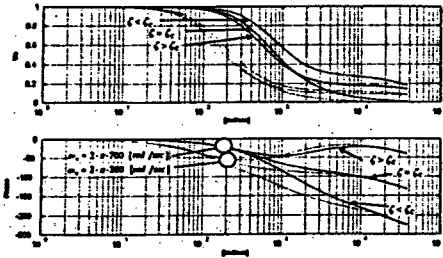
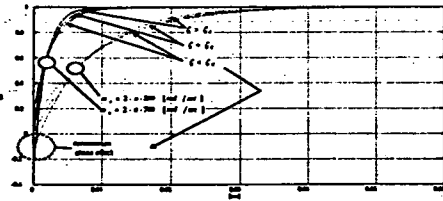


그림 3 단일루프 전압제어 블록선도

Fig. 3 Single loop voltage controller block diagram.



(a) 주파수 응답 (a) Frequency response



(b) 단위계단 응답 (b) Unit step response

그림 4 출력단 전압제어 폐루프 응답특성
Fig. 4 Closed loop response of output voltage

3. 시뮬레이션 및 실험

시뮬레이션 및 실험을 위한 조건은 표 1에 나타낸 것과 같은 인버터를 대상으로 하였다. 시뮬레이션은 ACSL (Advanced Continuous Simulation Language)를 이용하였고, 분석 및 그래픽은 MATLAB을 이용하였다. 실험은 UPS에 적용되는 100[kVA]용량의 인버터를 TMS320C31을 이용하여 제어 알고리즘을 실현하였다.

표 1 PWM 인버터 파라미터
Table 1 PWM inverter parameter.

항 목	값	단 위
정격 전압	220	[V]
정격 용량	100	[kVA]
과부하 정격	120	[kVA]
스위칭주파수	8	[kHz]
출력단 인덕턴스	75	[μ H]
출력단 커패시턴스	600	[μ F]
선저항	0.04	[Ω]

3.1 시뮬레이션^[2]

그림 5에서 전압제어기의 제동비(ζ)는 임계제동비를 적용하였으며, 제어기의 정격용량을 고려한 고유비제동주파수(ω_n)[7]은 임계값의 1.0, 0.75, 0.5, 0:25배로 하여 시뮬레이션을 수행하였다. 밴드폭의 임계값을 기준으로 임계값보다 낮을수록 전류의 과도상태는 길어지고 오버슈트가 감소하는 것을 볼

수 알 수 있다.

그림 6은 전압제어기의 고유비제동주파수를 0.25배로 할 때 인버터 시스템의 정상상태 특성을 보여주고 있다. 그림 6(a)는 인버터 출력전압의 상전압으로 나타내었고 그림 6(b)는 출력단의 선전류이다. 출력단 필터에 의해서 스위칭 리플이 제거된 출력전압 파형을 확인할 수 있으며, 정격에서 출력전압의 THD는 0.35[%]로 매우 낮은 THD를 보여줬다.

그림 7은 무부하에서 전부하로 부하의 크기를 바꾸었을 때 그림 7(a)는 인버터의 부하전압 그림 7(b)는 부하전류 (b)의 과도 상태를 3상 신호로 보여주고 있다. 전부하로 변화되는 순간 전압이 떨어졌다가 1/4 주기내에 정상상태로 되는 것을 확인할 수 있다. 과도전압은 출력전압의 최대치에서 가장 크게 발생하며 이 때의 과도전압은 정격 출력전압의 50[%] 정도로 매우 큰 비율이지만 회복시간이 1/4 주기 이내로 매우 짧다.

그림 8은 전부하에서 무부하로 부하의 크기를 바꾸었을 때로서 그림 8과 같이 최대전압에서 과도전압이 가장 크게 나타나고, 필터의 영향에 의한 진동이 나타난다.

3.2 실험^[2]

그림 9는 정상상태에서의 인버터의 출력단 부하전압 및 부하전류의 파형을 그림 9(a),(b)와 그림 (c),(d)에 나타내고 있다. 그림에는 전압 및 전류의 U, V상 만을 나타내었다. 정격에서 인버터 출력전압의 THD는 약 2[%]정도의 특성을 나타내었다.

그림 10은 부하를 무부하에서 전부하로 급변시킬 때의 인버터시스템의 U,V 상의 과도응답을 나타내고 있다. 급격한 부하의 변동에 대하여 70[V]정도의 상전압 변동이 2[ms] 동안 발생하였다.

그림 11은 부하를 전부하에서 무부하로 급변시킬 때 U, V상의 과도응답으로서 급격한 부하의 변동에 대하여 30[V]정도의 상전압 변동이 35[ms] 동안 발생하였다. 시뮬레이션과 마찬가지로 실험에서도 무부하로의 변동시 정상상태 도달 시간이 길었으나 실험에서는 과도시의 진동은 발생하지 않았다. 그 이유는 측정된 선로저항값 보다 시스템의 실제 선로저항이 큰 때문인 것으로 생각된다.

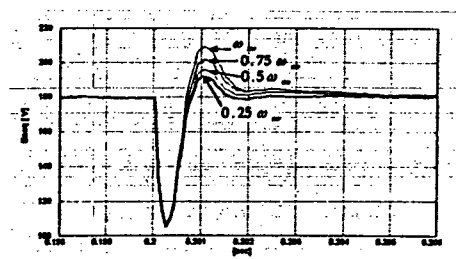


그림 5 전압제어기 과도상태
Fig. 5 Output voltage controller transient response.

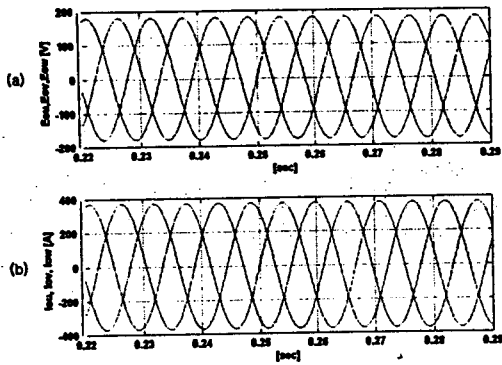


그림 6 정상상태 파형 (a) 출력전압, (b) 출력전류
 Fig. 6 Steady state output waveform.
 (a) Output voltage. (b) Output current.

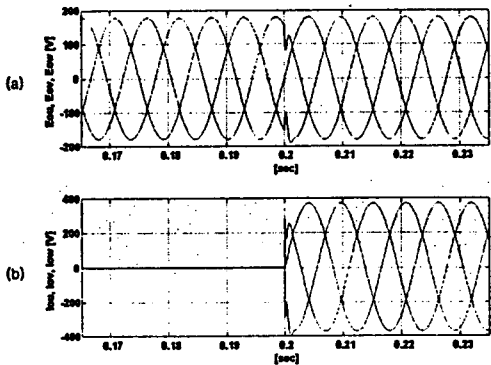


그림 7 과도상태 파형 (a) 출력전압 (b) 출력전류
 Fig. 7 Transient output waveform of inverter
 (a) Output voltage. (b) Output current.

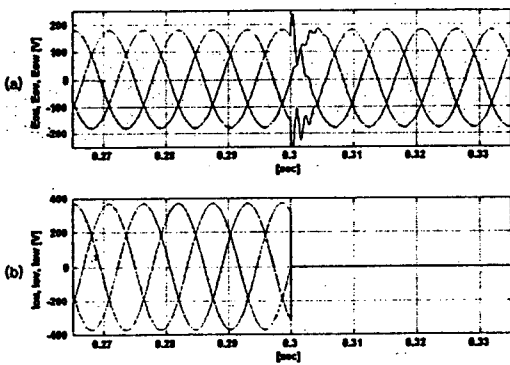


그림 8 과도상태 파형 (a) 출력전압 (b) 출력전류
 Fig. 8 Transient output waveform.
 (a) Output voltage. (b) Output current.

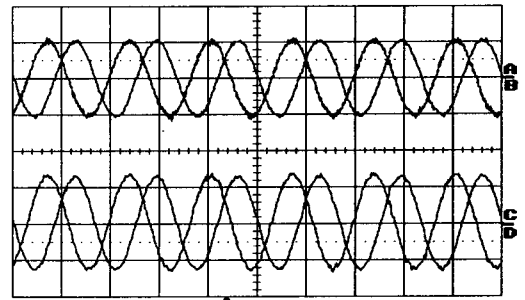


그림 9 R,S상 정상상태 인버터 응답 [10ms/Div]
 (a),(b) 상전압(180V/Div) (c)(d) 부하전류(260A/Div)
 Fig. 9 Steady state waveform of R, S Phase.
 (a),(b) Load voltage(180V/Div) (b),(c) Load current(260A/Div)

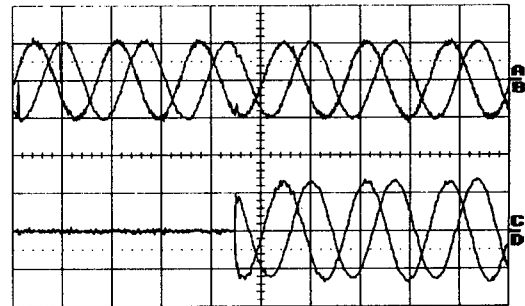


그림 10 R, S상 과도상태 응답 [10ms/Div]
 (a),(b) 상전압 (180V/Div) (c)(d) 부하전류 (260A/Div)
 Fig. 10 Transient response of R, S Phase.
 (a),(b) Load voltage (180V/Div) (c),(d) Load current (260A/Div).

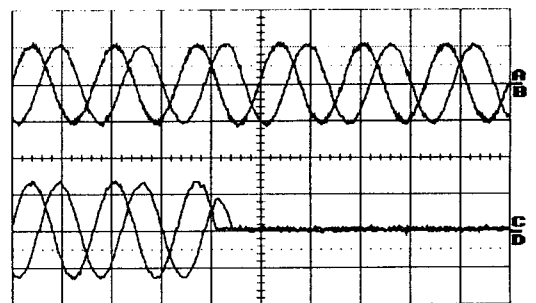


그림 10 R, S상 과도상태 응답 [10ms/Div]
 (a),(b) 상전압 (180V/Div) (c)(d) 부하전류 (260A/Div)
 Fig. 10 Transient response of R, S Phase.
 (a),(b) Load voltage (180V/Div) (c),(d) Load current (260A/Div).

4. 결 론

본 논문에서는 인버터의 출력단 전압제어를 위해 전압 제어기의 설계 및 제어를 위해서 PWM 인버터의 해석 및 제어에 대한 연구를 수행하였다. PWM 인버터의 해석을 통하여 단일루프제어를 위한 제어규칙을 세웠으며 이를 실험 및 실험을 통하여 검증하였다.

실시간 시뮬레이션을 통해서 본 논문에서 제안한 시스템의 설계 및 제어규칙 설계, 제어기 이득선정에 대해서 검증하였다. 정격에서 출력단 THD 0.35[%]의 특성을 보였으며 과도응답에서 빠른 속응성을 나타내었다. 실험을 통하여 인버터의 정상상태 특성과 과도특성을 분석하기 위해서 100[kVA]급 UPS의 THD는 2[%] 정도로 시뮬레이션과 조금 차이가 있었다. 또한 전부하에서 무부하로의 과도시 시뮬레이션에서 나타났던 진동이 실험에서는 발생하지 않았으며, 이는 선로저항이 측정된 값보다 크기 때문이다.

향후 연구로는 부하의 불평형시 제어에 대한 연구가 필요하다. 출력단 임피던스가 작아서 영향이 크지 않을 것으로 예측되지만 전류제어 없이 전압제어 루프만을 구성하고 있어 부하 불평형시에 제어에 미치는 영향 및 개선을 위한 추후연구가 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] Ying-Yu Tzou, Shih-Liang Jung, "Full control of a PWM DC-AC converter for AC voltage regulation", Aerospace and Electronic Systems, IEEE Trans. on, vol. 34, no. 4, pp. 1218~1226, Oct. 1998.
- [2] Ying-Yu Tzou, "DSP-based fully digital control of a PWM DC-AC converter for AC voltage regulation", Power Electronics Specialists Conf., 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE, vol. 1, pp. 138~144, 1995.
- [3] Wen-Inne Tsai, York-Yih Sun, "Design and implementation of three phase HIPWM inverters with instantaneous and average feedback", Proc. of the IECON '93., pp. 800~805, 1993.
- [4] Boris J. Lurie, et. al., "Classical Feedback Control with MATLAB", Marcel Decker.
- [5] K. J. Astrom, Tore Hagglund, "Automatic Tuning of PID Controllers" INSTRUMENT SOCIETY OF AMERICA.
- [6] Benjamin C. Kuo, "Automatic Control Systems", 7th ed, Prentice Hall.
- [7] 고재석, "PWM 컨버터 이득의 해석적 설계", 2001 하계 전력전자 학술대회논문집, 2001.