〈論文〉 4-2-9

# 궤환선형화 기법을 이용한 PWM 컨버터의 순시전압 제어

李志明, 李奇度, 李東椿

# Instantaneous Voltage Control of PWM Converters Using Feedback Linearization

G-Myoung Lee, Ki-Do Lee, Dong-Choon Lee


## 요 약

PWM 컨버터에서 직류출력전압의 빠른 응답을 위해 입력 및 출력의 전력평형개념을 시스템 모델링에 도입하는 것이 바람직하다. 이 경우 시스템은 비선형이 되며 제어기 설계가 용이하지 않다. 본 논문에서는 입출력 궤환선형화 기법을 응용하여 시스템의 비선형성을 제거하였으며 그 결과 빠른 전압응답특성을 얻을 수 있었다. 또한 작은 용량의 전해커패시터를 사용하더라도 부하변동에 대해 직류출력전압을 일정하게 유지하는 것이 가능함을 보였다.

## ABSTRACT

For fast response of the dc output voltage in PWM converter, it is desirable that the relation of power balance of the input and output terminals is introduced to the system modeling. In this case, controller design is not easy since the model is nonlinear. In this paper, a nonlinear control theory using input-output feedback linearization is used to solve the nonlinear problem of the system. By nonlinear control, the voltage transient response can be faster, and it is also possible to control the output voltage to be constant with smaller output filter capacitance for load disturbance.


**Key Words**: PWM converter, nonlinear control, feedback linearization

## 1. 서 론

자기소호능력이 있는 GTO, 전력용 트랜지스터 등을 이용한 PWM 방식의 컨버터는 원하는 직류출력 전압을 발생하고 교류전원측의 전류를 정현적으로 제어할 수 있을 뿐만 아니라 회생운전과 전원측의 역률제어가 가능하다는 장점이 있다.[1]

컨버터의 우수한 제어특성을 얻기 위해 다양한 제어기법들이 연구되었다.[2-6] 외부에 전압제어루프, 내부에 전류제어루프를 두고 각각을 PI 제어기로 제어하는 선형 직렬형 제어기의 설계법이 [4]에 상술되어 있다. 이 방법은 제어기의 구조가 간단하다는 장점이 있으나 전류제어기의 동특성에 영향을 받지 않는 선형적인 전압제어기를 설계하기 위해 외부의 전압제어주기는 내부의 전류제어주기의 최소 2.1배, 보편적으로는 6.4배 이상 크게 해야 하기 때문에 출력전압의 응답이 느리고 출력측의 전해커패시터 용량이 작을 경우 출력전압제어가 어려운 단점이 있다.

출력전압과 입력전류를 같은 제어주기로 제어한 [5]와 [6]에서는 입출력단의 전력평형식을 이용하여 PWM 컨버터의 비선형 모델을 유도하였다. 그러나 동작점 부근에서의 소신호 해석을 통하여 비선형 시스템의 제어기를 설계하였기 때문에 그 영역 부근에서만 선형제어가 가능한 문제점을 가지고 있다. 한편 [7~8]에서는 전기적 시정수와 기계적 시정수가 유사한 소형 서보전동기를 하나의 시스템으로 모델링한 뒤 입출력 선형화 기법으로 시스템을 선형화하였다. 그리고 [9]에서는 궤환선형화 기법을 PWM 컨버터에 적용하는 것이 가능함을 보였으나, 비선형제어의 제어특성과 장점을 충분히 검토하지 않았다.

3상 PWM 컨버터에서 전압의 응답을 빠르게 하기 위해서는 직류 출력전압을 전류와 같이 새로운 상태변수로 도입하

기 하는 것이 요구된다. 이 경우 시스템은 비선형이 되어 제어기 설계가 용이하지 않고 동작점에 따라 그 응답이 달라지게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 입출력 평형식으로부터 출력전압 및 입력전류를 하나의 비선형 시스템으로 모델링하고, 여기에 현대제어이론인 궤환선형화 기법을 적용하여 시스템을 선형화하는 기법을 제안한다. 이 방법은 출력전압을 입력전류와 동일한 제어주기로 제어하므로 기준전압변동에 대하여 출력전압의 응답을 빠르게 하고, 부하변동에 대한 직류전압의 변동을 감소시킬 수 있을 뿐만 아니라 출력단 전해 커패시터의 용량을 대폭 감소시킬 수 있다.

## 2. 궤환선형화 기법

궤환선형화 기법은 상태궤환 선형화와 입출력 선형화로 나누어지는데 본 논문에서는 입출력 선형화 기법을 응용하며 아래에 그 이론을 간단히 서술한다.[10]

단일입력 단일출력 비선형 시스템을 다음과 같이 나타내자.

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \tag{1}$$
$$y = h(x)$$

입출력 선형화를 얻기 위해 먼저 출력과 입력의 관계를 유도해야 한다. 즉, 제어입력 $u$가 나타날 때까지 출력 $y$를 반복해서 미분한다.

출력 $y$를 미분하면 식(1)로부터 다음을 얻는다.

$$\dot{y} = \nabla h(f + gu) = L_f h(x) + L_g h(x)u \tag{2}$$

윗 식에 사용된 Lie derivative는 다음과 같이 정의된다.

$$L_f h = \nabla h f = \frac{\partial h}{\partial x} f \tag{3}$$

식(2)에서 모든 $x$에 대하여 $L_f h \neq 0$이면 $y$와 $v$의 선형미분관계

$$\dot{y} = v \tag{4}$$

를 주는 입력변환이 다음과 같이 유도된다.

$$u = \frac{v - L_f h}{L_g h} \tag{5}$$

여기서 $v$는 출력이 기준치를 추종하기 위한 새로운 제어입력이다.

만약 모든 $x$에 대하여 $L_g h=0$이면 출력을 다시 한번 미분한다.

$$\ddot{y} = L_f^2 h(x) + L_g L_f h(x)u \tag{6}$$

이 때 다시 $L_g L_f h(x)u=0$이면

$$L_g \; L_f^{r-1} h(x)u \neq 0 \tag{7}$$

이 될 때까지 아래와 같이 미분을 반복한다.

$$y^{(r)} = L_f{}^r h(x) + L_g \, L_f^{r-1} h(x)u \tag{8}$$

이 때 $y$와 $v$의 선형미분관계

$$y^{(r)} = v \tag{9}$$

를 얻기 위한 입력은 식(10)과 같이 유도된다.

$$u = \frac{v - L_f{}^r h}{L_g L_f{}^{r-1} h} \tag{10}$$

여기서 출력의 미분회수 $r$을 상대차수(relative degree)라 한다.

한편, 다중입력 다중출력 시스템의 경우 위의 과정을 $m$개의 출력에 대하여 반복한다. 식(11)을 만족하는 최소 미분회수 $r_j$에 대하여

$$L_{g_i} L_f{}^{r_j-1} h_j(x) \neq 0 \tag{11}$$

이 만족되면 출력의 미분은 식(12)가 되고

$$y_j{}^{(r_j)} = L_f{}^{r_j} h_j + \sum_{i=1}^{m} \left( L_g L_f{}^{r_j-1} h_j \right) u \tag{12}$$

각각의 $y_j$에 대하여 위의 과정을 반복하면 모두 $m$개의 방정식이 구해진다. 이를 행렬식으로 표현하면

$$\begin{bmatrix} y_1{}^{(\eta)} \\ \cdots \\ \cdots \\ y_m{}^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{\eta} h_1(x) \\ \cdots \\ \cdots \\ L_f^{r_m} h_m(x) \end{bmatrix} + E(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ \cdots \\ \cdots \\ u_m \end{bmatrix} \tag{13}$$

이 된다. 여기서

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{\eta-1} h_1(x) & \cdots & \cdots & L_{g_m} L_f^{\eta-1} h_1(x) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m(x) & \cdots & \cdots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{bmatrix} \tag{14}$$

의 $m \times m$ 의 비간섭(decoupling) 행렬이고, 만약 $E(x)$가 정칙(non-singular) 행렬이면 입력변환은

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \cdots \\ \cdots \\ u_m \end{bmatrix} = -E^{-1}(x)\begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \cdots \\ \cdots \\ L_f^{r_m} h_m(x) \end{bmatrix} + E^{-1}(x)\begin{bmatrix} v_1 \\ \cdots \\ \cdots \\ v_m \end{bmatrix} \tag{15}$$

이 되고, 이를 식(13)에 대입하면

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \cdots \\ \cdots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ \cdots \\ \cdots \\ v_m \end{bmatrix} \tag{16}$$

과 같이 선형화된 시스템을 얻을 수 있다.

## 3. 3상 PWM 컨버터의 비선형 제어

### 3.1 3상 PWM 컨버터

그림 1은 PWM 컨버터의 전력회로도이다. $e_a$ , $e_b$, $e_c$는 전원전압, $i_a$ , $i_b$ , $i_c$ 는 상전류, $i_{dc}$ 는 출력전류, $i_C$는 커패시터전류, $i_L$ 은 부하전류를 나타낸다. 그리고 $R$과 $L$은 각각 승압용 인덕터의 저항과 인덕턴스를 나타낸다. 직류측의 커패시터 $C$는 출력전압의 평활작용을 하며, 에너지를 저장하여 부하가 변동할 때 출력전압을 일정하게 유지시키는 역할을 한다. 출력측에는 저항부하 $r_L$ 이 연결된다.

3상 PWM 컨버터를 동기좌표계에서 표시한 d-q 전압방정식은 다음과 같다.[11-12]

$$\begin{aligned} e_{de} &= Ri_{de} + L\frac{di_{de}}{dt} - \omega Li_{qe} + v_{de} \\ e_{qe} &= Ri_{qe} + L\frac{di_{qe}}{dt} + \omega Li_{de} + v_{qe} \end{aligned} \tag{17}$$

여기서 $v_{de}$ , $v_{qe}$는 컨버터의 입력전압이고 $\omega$는 전원전압의 각주파수이다. 전원에서 공급하는 전력과 컨버터출력이 같다는 조건으로부터 다음 식이 주어진다.

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2}(e_{de}i_{de} + e_{qe}i_{qe}) \\ &= \frac{3}{2}Ei_{qe} = v_{dc}i_{dc} \end{aligned} \tag{18}$$

여기서, $E$는 전원전압의 최대치이다. 또, 출력측 전류의 관계식은

$$i_{dc} = C\frac{dv_{dc}}{dt} + i_L \tag{19}$$

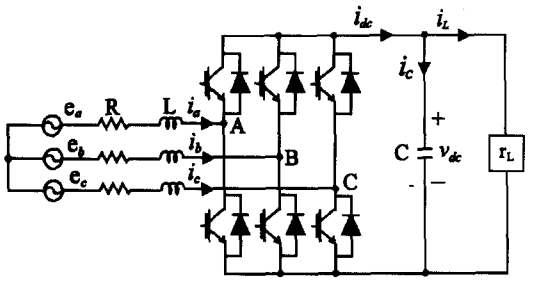



그림 1 PWM 전압형 컨버터

이다.

식(17)-(19)를 전류, 전압에 대한 미분방정식 형태로 고쳐 쓰면

$$\begin{aligned} L\frac{di_{de}}{dt} - \omega Li_{qe} + Ri_{de} &= e_{de} - v_{de} \\ L\frac{di_{qe}}{dt} + \omega Li_{de} + Ri_{qe} &= e_{qe} - v_{qe} \\ \frac{3}{2}(e_{de}i_{de} + e_{qe}i_{qe}) &= Cv_{dc}\frac{dv_{dc}}{dt} + v_{dc}i_L \end{aligned} \tag{20}$$

이 된다.

### 3.2 PWM 컨버터의 입출력 선형화 제어

PWM 컨버터에 입출력 선형화 제어를 적용하기 위해 식(20)을 식(21)과 같은 표준형으로 변형한다.

$$\begin{aligned} &\frac{dx}{dt} = f(x) + gu \\ &y = h(x) \\ &f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} \quad g = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \\ &u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad h(x) = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{21}$$

여기서, $x$ 와 $u$ 는 각각 상태벡터와 제어벡터이고, $f(x)$는 상태벡터 $x$의 비선형 함수, $g$ 는 제어벡터 $u$의 계수행렬, 그리고 $h(x)$는 출력벡터이다. PWM 컨버터 모델을 다시 표시하면

$$\frac{dx}{dt}\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}x_1 + \omega x_2 \\ -\frac{R}{L}x_2 - \omega x_1 \\ -\frac{i_L}{C} + \frac{3}{2Cx_3}(e_{de}x_1 + e_{qe}x_2) \end{bmatrix}$$

$$+\begin{bmatrix}\frac{1}{L} & 0\\ 0 & \frac{1}{L}\\ 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u_1\\ u_2\end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix}y_1\\ y_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\alpha x_1+\beta x_2\\ x_3\end{bmatrix} \tag{22}$$

여기서,

$x_1 = i_{de}$ , $x_2 = i_{qe}$ , $x_3 = v_{dc}$

$u_1 = e_{de}$ - $v^*_{de}$ , $u_2 = e_{qe}$ -$v^*_{qe}$

이고, '*' 는 기준치를 의미하며 $\alpha$ 와 $\beta$ 는 역률각 $\left(\phi = \tan^{-1}\frac{\beta}{\alpha}\right)$ 을 조정하는 계수이다. $\alpha$=1, $\beta$=0으로 하고, $i^*_{de}$ =0 이 되면 단위역률제어가 된다.

식(21)의 각 요소들은 식(22)로부터 다음과 같이 대응된다.

$$f_1(x) = -\frac{R}{L}x_1 + \omega x_2,\quad g_1 = \frac{1}{L} \tag{23}$$

$$f_2(x) = -\frac{R}{L}x_2 - \omega x_1,\quad g_2 = \frac{1}{L} \tag{24}$$

$$f_3(x) = \frac{3}{2Cx_3}(e_{de}x_1 + e_{qe}x_2) - \frac{i_L}{C} \tag{25}$$

주어진 시스템은 출력 $y_1$ , $y_2$ 를 제어할 수 있는 2개의 제어입력 $u_1$ , $u_2$ 를 가진다. 먼저 입력과 출력의 관계를 찾기 위해 $y_1$을 미분하면

$$L_{g_1}y_1 = \frac{\alpha}{L},\quad L_{g_2}y_1 = \frac{\beta}{L} \tag{26}$$

이고, $y_2$를 미분하면

$$L_{g_1}y_2 = 0,\quad L_{g_2}y_2 = 0 \tag{27}$$

$$L_{g_1}L_f y_2 = \frac{3e_{de}}{2CLx_3},\quad L_{g_2}L_f y_2 = \frac{3e_{qe}}{2CLx_3} \tag{28}$$

이 되어, $y_1$ 과 $y_2$ 의 상대차수는 각각 1과 2가 된다. 따라서 시스템의 총 상대차수는 3으로, 주어진 시스템의 차수와 같다. 그러므로 내부 다이나믹스(internal dynamics)는 존재하지 않게 되어 아래와 같이 주어지는 변환된 시스템만 고려하면 된다.

$$\begin{bmatrix}\dot{y}_1\\ \ddot{y}_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_f y_1\\ L_f^2 y_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}L_{g_1}y_1 & L_{g_2}y_1\\ L_{g_2}L_f y_2 & L_{g_2}L_f y_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u_1\\ u_2\end{bmatrix} \tag{29}$$

여기서

$$\begin{aligned}L_f y_1 &= \Delta y_1 f = \alpha f_1 + \beta f_2\\ L_f^2 y_2 &= L_f(L_f y_2)\\ &= \frac{3}{2Cx_3}(e_{de}f_1 + e_{qe}f_2)\\ &\quad -\frac{3f_3}{2Cx_3^2}(e_{de}i_{de} + e_{qe}i_{qe}) - \frac{\dot{i}_L}{C}\end{aligned} \tag{30}$$

이므로 식(29)를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix}\dot{y}_1\\ \ddot{y}_2\end{bmatrix} = A(x) + E(x)\begin{bmatrix}u_1\\ u_2\end{bmatrix} \tag{31}$$

여기서

$$A(x)=\begin{bmatrix}\alpha f_1 + \beta f_2\\ \frac{3}{2Cx_3}(e_{de}f_1 + e_{qe}f_2) - \frac{3f_3}{2Cx_3^2}(e_{de}i_{de} + e_{qe}i_{qe}) - \frac{\dot{i}_L}{C}\end{bmatrix}$$

$$E(x)=\begin{bmatrix}\alpha/L & \beta/L\\ \frac{3e_{de}}{2CLx_3} & \frac{3e_{qe}}{2CLx_3}\end{bmatrix}$$

식(31)에서 E(x)의 역행렬이 존재한다면 제어입력은

$$\begin{bmatrix}u_1\\ u_2\end{bmatrix} = E^{-1}(x)\left[-A(x)+\begin{bmatrix}v_1\\ v_2\end{bmatrix}\right] \tag{32}$$

가 된다. E(x)의 역행렬은

$$E^{-1}(x) = \frac{2CLx_3}{3(\alpha e_{qe} - \beta e_{de})}\begin{bmatrix}\frac{3e_{qe}}{2Cx_3} & -\beta\\ -\frac{3e_{de}}{2Cx_3} & \alpha\end{bmatrix} \tag{33}$$

이고, 존재여부는 $\alpha$ 와 $\beta$ 의 값에 따라 결정된다. 본 논문에서는 단위역률제어를 위해 $\alpha$ =1, $\beta$=0 으로 설정하였으므로 식(33)의 역행렬이 존재하게 된다.

식(31)과 (33)을 식(32)에 대입하면 출력 $y_1$ 과 $y_2$ 를 독립적으로 제어하는 제어입력 $u_1$ , $u_2$ 를 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}u_1 &= \frac{2CLv_{dc}}{3e_{qe}}\frac{3e_{qe}}{2Cv_{dc}}(-f_1 + v_1) = L(-f_1 + v_1)\\ &= Ri_{de} - \omega L i_{qe} + Lv_1\end{aligned} \tag{34}$$

$$u_2 = Ri_{qe} + \omega Li_{de} - \frac{e_{de}}{e_{qe}} Lv_1 + \frac{2CLv_{dc}}{3e_{qe}} v_2 + \frac{2Lv_{dc}}{3e_{qe}} i_L \quad (35)$$
$$+ \frac{L}{e_{qe} v_{dc}} (e_{de} i_{de} + e_{qe} i_{qe}) \left\{ \frac{3}{2Cv_{dc}} (e_{de} i_{de} + e_{qe} i_{qe}) - \frac{i_L}{C} \right\}$$

그리고, 제어입력은 $u_1 = e_{de} - v^*_{de}$, $u_2 = e_{qe} - v^*_{qe}$ 이므로 최종 제어전압은 다음과 같이 주어진다.

$$v^*_{de} = e_{de} - u_1 \quad (36)$$
$$v^*_{qe} = e_{qe} - u_2$$

### 3.3 추종제어(tracking control)

출력이 기준치를 추종하기 위한 제어입력은 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{y}_{1_{ref}} - k_{11} e_1 \\ \ddot{y}_{2_{ref}} - k_{21} \dot{e}_2 - k_{22} e_2 \end{bmatrix} \quad (37)$$

여기서

$$e_1 = y_1 - y_{1_{ref}}, \quad e_2 \approx y_2 - y_{2_{ref}}$$

이다. 이 제어입력을 식(37)에 대입하면 다음과 같은 출력오차의 동적방정식을 얻을 수 있다.

$$\dot{e}_1 + k_{11} e_1 = 0 \quad (38)$$
$$\ddot{e}_2 + k_{21} \dot{e}_2 + k_{22} e_2 = 0$$

이 때 이득 $k^{ij}$ 는 극점을 좌반평면의 원하는 위치에 배치함으로써 구해지고, 오차가 점근적으로 0에 수렴하는 추종제어가 얻어지게 된다.

한편, 궤환선형화 기법은 시스템 정수의 변동에 민감하다. 이러한 문제점은 식(37)에 아래와 같이 적분기를 추가함으로써 해결할 수 있다.[13]

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{y}_{1_{ref}} - k_{11} e_1 - k_{12} \int e_1 dt \\ \ddot{y}_{2_{ref}} - k_{21} \dot{e}_2 - k_{22} e_2 - k_{23} \int e_2 dt \end{bmatrix} \quad (39)$$

식(39)를 이용한 오차의 동적방정식은

$$\ddot{e}_1 + k_{11} \dot{e}_1 + k_{12} e_1 = 0 \quad (40)$$
$$\dddot{e}_2 + k_{21} \ddot{e}_2 + k_{22} \dot{e}_2 + k_{23} e_2 = 0 \quad (41)$$

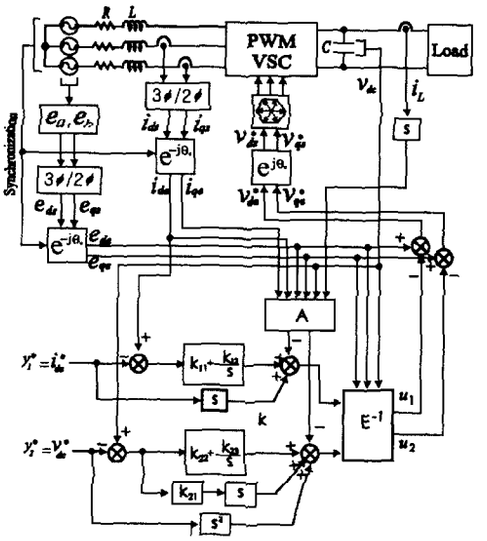



그림 2 PWM 컨버터의 비선형제어 블록도

이 된다. 전류제어의 극점을

$$s_{1,2} = -a_1 \pm jb_1 (a_1 \rangle 0, \ b_1 \rangle 0) \quad (42)$$

에 배치하면 전류제어의 이득은

$$k_{11} = 2a_1, \ k_{12} = a_1^2 + b_1^2 \quad (43)$$

로 선정된다. 또한 전압제어의 극점을

$$s_3 = -p(p \rangle 0), \ s_{4,5} = -a_2 \pm jb_2 (a_2 \rangle 0, \ b_2 \rangle 0) \quad (44)$$

에 위치시키면 전압제어의 이득은

$$k_{21} = p + 2a_2 \quad (45)$$
$$k_{22} = a_2^2 + b_2^2 + 2a_2 p$$
$$k_{23} = (a_2^2 + b_2^2) p$$

로 주어진다.

그림 2는 PWM 컨버터의 비선형제어의 전체 블럭도를 나타낸다.

## 4. 시뮬레이션

컨버터의 정격출력은 3[kW]로 설계하였고, 입력전압은 220[V], 스위칭주파수는 3.5[kHz]이고 인덕터의 인덕턴스와

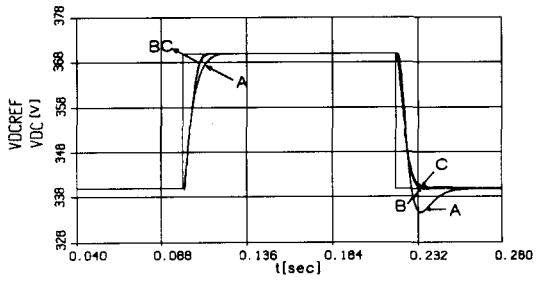



그림 3 기준전압 변화에 대한 전압과도응답

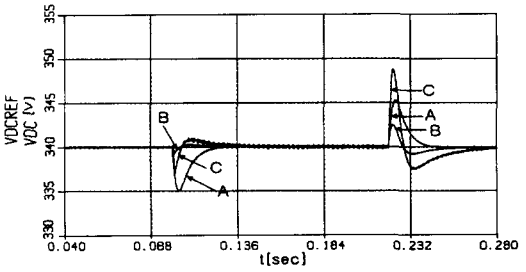



그림 4 부하 스텝변화에 대한 전압 응답
A:linear(C=2350μF)
B:nonlinear(C=2350μF)
C:nonlinear(C=660μF)

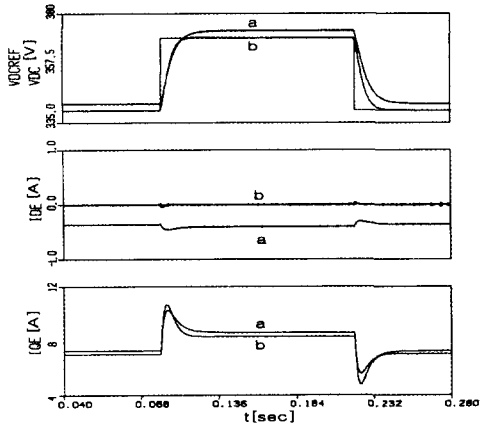



그림 5 C가 -20% 변동한 경우의 응답(C=660[μF])
a: 적분기가 없는 경우, b :적분기가 있는 경우

내부저항은 각각 3.3[mH]와 0.02[Ω]이다. 제시한 비선형 제어기의 특성을 직렬형 PI제어기와 비교하였다. 비선형 제어기와 직렬형 PI제어기의 이득은 직류전압의 기준치가 스텝으로 증가할 때 직류전압의 과도응답에 오버슈트가 없고 이때의 q축 전류가 16[A]가 되도록 선정하였다.

먼저 직렬형 PI제어기는 [4]에 제시한 방법으로 설계하였다. 전압제어기의 적분시정수 $T_v$ =823[μsec]로, 전류제어기의 적분 시정수 $T_i$ =142[μsec]로 하고, 전압 및 전류제어계의 절점주파수를 각각 717, 2300[rad/sec]으로 하였다. 제어기를 다음과 같이 설계하였다.

1) 전류제어기 : $G_c(s) = 7.74\left(1+\frac{1}{T_i s}\right)$

2) 전압제어기 : $G_v(s) = 1.72\left(1+\frac{1}{T_v s}\right)$

그리고 비선형제어기의 극점은 다음과 같이 선정하였다.

1) d축 전류제어 : $s_{1,2}$ = -800 ± $j$712
2) 전압제어 : $s_{3,4,5}$ =-60, -300 ± $j$250

그림 3은 기준 전압의 스텝변화에 대한 직류전압의 과도응답을 보인다. 그림에서 A와 B는 각각 선형 PI제어기(linear)와 제시된 궤환선형화 기법(nonlinear)을 의미하고 C는 B에서 커패시터를 660[μF]로 줄인 경우를 나타낸다. 이때 동일한 2350[μF]의 커패시터에 대하여 B가 A보다 34[%] 빠른 응답을 보인다. 이는 비선형제어에서 커패시터의 용량을 줄일 수 있음을 의미한다. 즉, C 경우처럼 커패시터를 660[μF]까지 줄여도 2350[μF]를 사용한 A와 응답이 유사함을 알 수 있다.

그림 4는 부하를 스텝으로 인가한 후 다시 제거했을 때의 전압 과도응답이다. 동일한 2350[μF]의 커패시터에 대하여 B가 A보다 전압강하에서 80[%], 전압 회복시간에서 16[%]의 개선된 효과를 보인다. 따라서 C의 경우처럼 커패시터의 용량을 줄여도 A와 유사한 응답을 가질 수 있다.

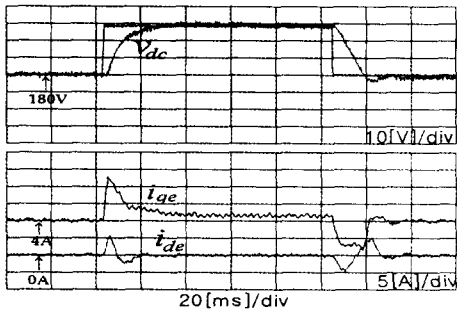
한편, 부하가 인가될 때와 제거될 때의 직류전압 변동폭에서 차이가 나타나는데 이는 q축 전류를 제어하는 유효전압이 서로 다르기 때문이다. 전자의 경우에는 $e_{qe}+v_{qe,max}$인 반면 후자의 경우에는 $e_{qe}-v_{qe,max}$ 가 된다. 이러한 문제는 직류전압의 기준치를 높게 설정하면 해결될 수 있다.

궤환선형화 기법은 파라미터 변동에 민감하다. 그림 5는 출력단 전해커패시터가 20% 감소하였을 때 이것이 제어에 미치는 영향을 보인다. 적분기가 없는 A의 경우 전압에서 3[V], d축 전류에서 0.4[A]의 정상상태 오차가 존재한다. 그러나 적분기를 추가한 B에서는 이 오차가 제거된다.

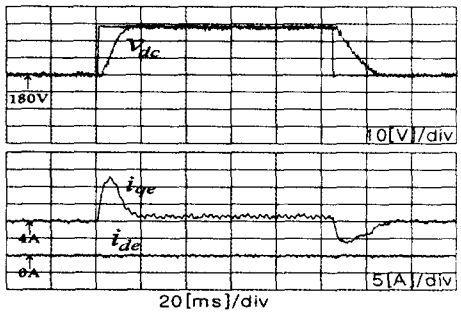
## 5. 실 험

실험을 위해 IGBT PWM 컨버터, DSP TMS320C31 보드를 사용하였으며, 입력전압을 110[V], 스위칭주파수를 3.5[kHz]로 하였다. 승압용 인덕터의 인덕턴스와 내부저항은 시뮬레이션과 동일한 조건이다.

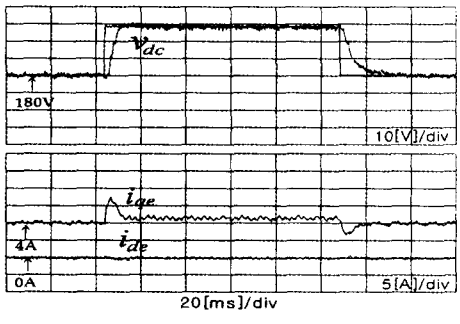
그림 6은 직류기준전압을 180[V]에서 210[V]로 스텝




(a) linear(C=2350[ $\mu$ F])




(b) nonlinear(C=2350[ $\mu$ F])




(c) nonlinear(C=660[ $\mu$ F])

그림 6 기준전압 변화에 대한 전압 및 전류 응답

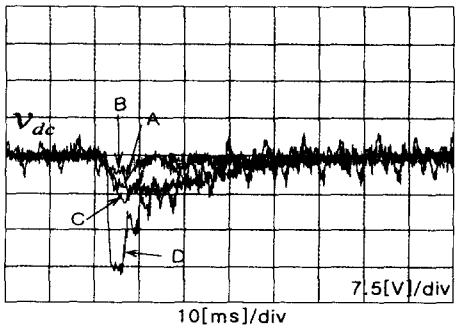
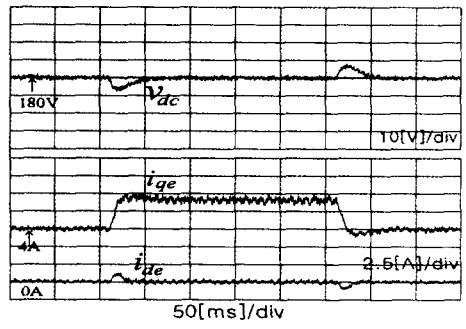
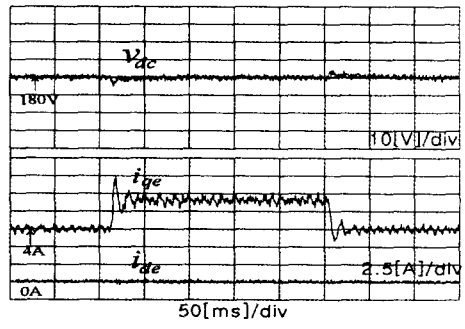



그림 7 부하 스텝변화에 대한 전압 응답

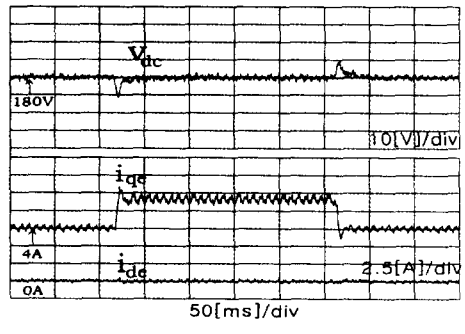
A:linear(C=2350$\mu$F), B:nonlinear(C=2350$\mu$F)
C:nonlinear(C=660$\mu$F), D:nonlinear(C=100$\mu$F)




(a) linear(C=2350[ $\mu$ F])




(b) nonlinear(C=2350[ $\mu$ F])




(c) nonlinear(C=660[ $\mu$ F])

그림 8 부하 스텝변화에 대한 전압 및 전류 응답

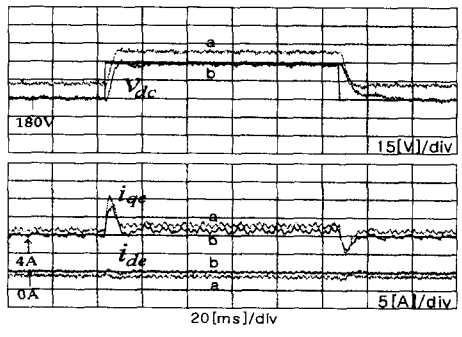



그림 9 C가 -20% 변동한 경우의 응답(C=660[$\mu$F])
a: 적분기가 없는 경우, b :적분기가 있는 경우

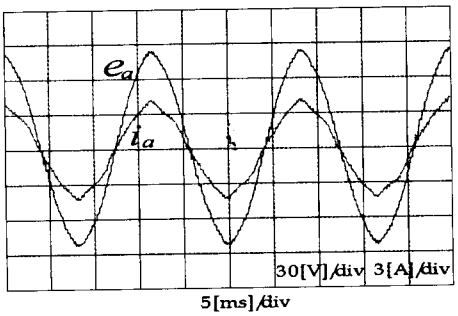



그림 10 상전압 및 상전류 파형(전원의 단위역률제어)

변동한 후, 다시 180[V]로 스텝 변화하였을 때의 전압 및 전류의 응답을 보인다. 그림에서 (a)와 (b)는 각각 선형제어와 비선형제어를 의미하고 (c)는 (b)에서 커패시터를 660[μF]로 줄인 경우를 나타낸다. 2350[μF]의 커패시터를 사용한 경우 동일한 오버슈트에 대하여 (b)가 (a)보다 47[%] 응답이 빠르다. 따라서 비선형 제어에서는 (c)와 같이 커패시터를 660[μF]까지 줄여도 (a)와 유사한 전압응답을 가질 수 있고 d축 전류도 그 기준치를 잘 추종함을 보인다.

그림 7은 부하의 크기를 540[W]에서 1080[W]로 스텝으로 변경하였을 때의 전압 과도응답이다. 동일한 커패시터에 대하여 B가 A보다 전압강하에서 60%, 전압 회복시간에서 80% 빠른 응답을 보인다. C의 경우 커패시터의 용량을 줄였음에도 불구하고 A와 유사한 응답을 가질 수 있음을 보인다. 또한 전압강하를 22[V]까지 허용할 경우 커패시터를 100[μF]로 감소시킬 수 있음을 D에서 보인다.

그림 8은 그림 7과 동일한 부하를 증가시켰다가 다시 감소하였을 때의 전압 및 전류의 응답을 보인다. 부하를 감소할 때도 증가하였을 경우와 유사한 전압응답을 가지며, d축 전류도 흔들림 없이 제어됨을 보인다.

그림 9는 출력단의 전해 커패시터가 -20% 변화하였을 때 이것이 제어에 미치는 영향을 보인다. 적분기가 없는 A의 경우 직류전압에서 10[V], d축 전류에서 1[A]의 정상상태 오차가 존재한다. 그러나 적분기가 포함된 B의 경우 이 오차가 제거되어 기준치를 잘 추종함을 보이고 있다.

그림 10은 전원전압과 상전류의 파형을 나타낸다. 전원측의 역률이 1로 제어되고 있음을 알 수 있다.

## 6. 결 론

PWM 컨버터의 전력평형식을 이용하여 입력전류 및 출력전압을 단일 시스템으로 모델링하고 여기에 궤환 선형화기법을 적용하여 시스템을 선형화하였다. 이때 입력전류와 출력전압이 동일한 주기로 제어되므로 출력기준전압 및 부하 변동시 과도응답이 빨라지고 출력단 커패시터를 대폭 감소할 수 있었다.

시뮬레이션과 실험에서 같은 크기의 커패시터를 사용할 경우 전압 스텝변동시 비선형제어 기법의 응답이 선형제어보다 빠르다는 것과 부하 스텝변동시 전압강하가 크게 감소한다는 것을 확인하였다. 따라서 선형제어와 유사한 전압응답을 갖는 비선형제어기를 설계할 경우 출력단 커패시터의 크기를 1/3이하로 감소시킬 수 있고, 부하변동시 10%정도의 전압강하를 허용한다면 그 크기를 100[μF]까지 줄일 수 있음을 보였다. 물론 기준직류전압을 높게, 입력단 인덕터 크기를 작게 하면 부하가 변할 때 발생하는 직류전압강하를 더욱 줄일 수 있지만 전자의 경우 소자의 손실을 증가시키고 후자의 경우 전류의 리플을 증가시키게 되므로 이에 대한 고려가 필요하다.

그리고, 파라미터 변동에 민감한 궤환선형화 기법의 문제점은 추종제어에 적분기를 추가하여 개선시켰다.

차후 제시한 비선형제어의 빠른 전압제어에 의한 커패시터 용량의 감소의 실용가능성을 타진하기 위해 커패시터의 리플전류에 대한 분석을 수행할 예정이다.

본 연구는 기초전력공학공동연구소의 1997년도 연구비 지원으로 수행되었음. (과제번호 : 97-059)

## 참 고 문 헌

[1] J. W. Dixon and B. T. Ooi, "Indirect current control of a unity power factor sinusoidal boost type 3 phase rectifier," IEEE Trans. on IE, vol. 35, no. 4,pp.508~515, Nov. 1988.

[2] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Slemon, "Analysis of an AC to DC voltage source converter using PWM with phase and amplitude control," IEEE Trans. on IA, vol. 27, no. 2, pp.355~364, Mar/Apr. 1991.

[3] A. Draou, Y. Sato, and T. Kataoka, "A new state feedback based transient control of PWM ac to ac voltage type converters," IEEE Trans. on PE, vol. 10, no. 6, pp.716~724, 1995.

[4] Vladimir Blasko and Vikram Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter," IEEE Trans. on PE, vol 12, no 1, pp.116~123, 1997

[5] H. Sugimoto, S. Moritomo and M. Yano, "A high

performance control method of a voltage-type PWM converter," in Conf. Rec. IEEE PESC, pp.360~368, 1998.

[6] S. Fukuda, Y. Iwaji, and T. Aoyama, "Modeling and control of sinusoidal PWM rectifiers," EPE, pp. 115~120, 1993.

[7] D. I. Kim, I. J. Ha, and M. S. Ko, "Control of induction motor via feedback linearization with input-output decoupling," Int. J. of Control, vol. 5, no. 4, pp.863~886, Mar. 1990.

[8] B. Grcar, P. Cafuta, M.Znidaric, and F. Gausch, "Nonlinear control of synchronous servo drive," IEEE Trans. on Control Systems Tech., vol. 4, no. 2, pp.177~184, Mar. 1996.

[9] P. Rioual, H. Pouliquen, and J. P. Louis. "Nonlinear control of PWM rectifier by feedback linearization and exact PWM control," in proc. of IEEE PESC, pp.1095~1102, 1994.

[10] Jean-Jacqes E. Slotine and Weiping Li, Applied Nonlinear Control, Prentice-Hall, pp.207~271, 1991.

[11] Paul C. Krause, Analysis of Electric Machinery, McGraw-Hill Book Company, pp.133~210, 1987

[12] B. K. Bose, Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, pp.45~48, 1986

[13] G. Georgiou and B. L. Pioufle, "Nonlinear speed control of a synchronous servomotor with robustness," EPE proc., Firenze, pp.3.42~3.48, 1991.

## 〈저 자 소 개〉

**이지명(李志明)**

1970년 3월 23일생. 1995년 경일대 공대 전기공학과 졸업. 1997년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 박사 과정수료.

**이기도(李奇度)**

1972년 9월 7일생. 1996년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 현재 한국전기연구소 인턴연구원.

**이동춘(李東椿)**

1963년 2월 20일생. 1985년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1987~1988년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1998년 미국 Texas A&M Univ. 방문 교수. 현재 영남대 공대 전기전자공학부 조교수.