

비선형 제어기법을 이용한 PWM 정류기의 입출력 제어

論 文
48B-12-5

Input and Output Control of PWM Rectifiers using a Nonlinear Control Technique

李 東 椿
(Dong-Choon Lee)

Abstract - The PWM rectifiers are capable of supplying sinusoidal current control and unity power factor control on the input side and dc output voltage control on the output side. By applying nonlinear control to the PWM rectifiers, the responses of input current and output voltage can be improved and due to fast voltage control the output electrolytic capacitor can be reduced remarkably. In addition, it is checked whether or not the current capacity of the reduced-size capacitor allows the ripple current of the rectifier. The nonlinear control technique gives a good performance for supply voltage disturbances. The validity of the proposed scheme has been verified by the experiment using DSP.

Key Words : electrolytic capacitor, DSP, nonlinear control, PWM rectifier

1. 서 론

PWM 정류기는 입력측 전류를 정현적으로 제어할 수 있으며 전원역률을 1로 제어할 수 있다. 또한 인버터와 연결될 때 회생운전이 가능하여 에너지 절약운전을 가능하게 한다[1,2]. 그리고 직류출력전압을 일정하게, 혹은 필요에 따라 가변적으로 제어할 수 있다. 이러한 장점으로 PWM 정류기는 무정전전원장치, 전철, 산업용 교류전동기 구동 등에 많이 사용된다.

현재 많이 사용되고 있는 출력전압과 입력전류에 대한 직렬구조형 PI제어방식의 PWM 정류기는 전압동특성이 전류동특성보다 느리다는 전제하에 제어기가 설계되므로 빠른 전압응답특성을 얻기 어렵다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 [3]과 [4]에서는 정류기의 입출력 전력평형 관계식을 이용하여 입력전류와 출력전압을 하나의 시스템으로 모델링하고, 소신호 해석에 근거한 선형화기법을 적용하여 제어법칙을 유도하였다. 그러나, 이 방법은 동작영역 부근에서만 선형화가 가능하다는 단점이 있다. 이 문제를 해결하기 [5]에서 입출력 선형화기법을 적용하여 시스템을 선형화하였다. 그러나 이 방법에서는 정류기가 다변수 비선형시스템으로 모델링되어 선형화 과정이 복잡하고, 또한 직류전압을 충전하는 유효전류성분에 어떠한 제한치가 부과되지 않았기 때문에 과도상태에서 전류가 지나치게 커질 우려가 있다.

본 논문에서는 시스템 모델링에서 d-축 전류 시스템을 직류전압제어와 분리하여, d-축 전류는 d-축 전압에 의해 독립적으로 제어되도록 하고, 제한치가 부과된 커패시터전류로 직류전압을 제어하고자 한다. 이 경우 시스템은 단일변수의 비선형 시스템이 되어 이전의 다변수 비선형시스템에 비해 제어기의 설계가 간편하게 되며, 커패시터전류가 제어되므로 과도상태시 시스템의 제어특성을 향상시킬 수 있다. 그리고 정류기의 빠른 전압제어 특성을 이용하여 출력단 커패시터의 용량을 대폭 감소시키고, 커패시터의 정격전류가 직류링크의 전류리플을 허용하는지 체크한다. 뿐만 아니라, 전원전압의 변동에 대해서도 비선형 제어기법이 우수한 출력전압응답을 준다는 것을 확인한다. 제안된 제어기법은 DSP를 이용한 실험으로부터 그 타당성이 입증된다.

2. PWM 정류기의 비선형모델

그림 1은 PWM 정류기의 전력회로와 상당 등가회로이다. e_a, e_b, e_c 는 전원전압, i_a, i_b, i_c 는 상전류, v_{dc} 는 직류출력전압, 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 연결된다고 가정한다.

3상 PWM 정류기를 회전좌표계에서 표시한 전압방정식은 다음과 같다.

$$e_{de} = R i_{de} + L \frac{di_{de}}{dt} - \omega L i_{qe} + v_{de} \quad (1)$$

正 會 員 : 嶺南大 電氣電子工學部 助敎授 · 工博
接受日字 : 1999年 7月 6日
最終完了 : 1999年 11月 3日

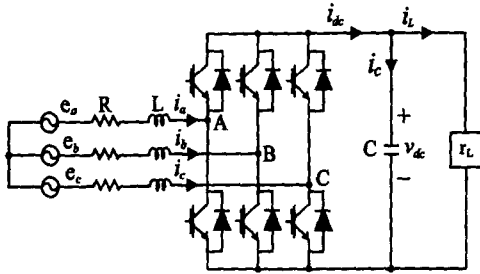


그림 1 PWM 정류기
Fig. 1 PWM rectifier

$$e_{qe} = R i_{qe} + L \frac{di_{qe}}{dt} + \omega L i_{de} + v_{qe} \quad (2)$$

여기서 v_{de} , v_{qe} 는 정류기의 입력전압, ω 는 전원전압의 각주파수이다. 시스템의 손실을 무시하고, 전원에서 공급하는 전력과 정류기출력이 같다는 조건으로부터 다음 식이 얻어진다.

$$P = \frac{3}{2} (e_{de} i_{de} + e_{qe} i_{qe}) = v_{dc} i_{dc} \quad (3)$$

또, 출력측 전류의 관계식은 다음과 같다.

$$i_{dc} = i_c + i_L = C \frac{dv_{dc}}{dt} + i_L \quad (4)$$

여기서 i_c 와 i_L 는 각각 커패시터전류와 부하전류이다.

식(1)-(4)를 전류, 전압에 대한 미분방정식 형태로 고쳐 쓰면 다음과 같다.

$$\frac{di_{de}}{dt} = -\frac{R}{L} i_{de} + \omega i_{qe} + \frac{1}{L} (e_{de} - v_{de}) \quad (5)$$

$$\frac{di_{qe}}{dt} = -\frac{R}{L} i_{qe} - \omega i_{de} + \frac{1}{L} (e_{qe} - v_{qe}) \quad (6)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{3}{2Cv_{dc}} (e_{de} i_{de} + e_{qe} i_{qe}) - \frac{i_L}{C} \quad (7)$$

위 식에서 저항성분을 무시하고, d-q 좌표축변환에 의해 발생된 성분인 $\omega L i_{de}$, $\omega L i_{qe}$ 를 제어기 마지막 단계에서 전향(feedforward) 보상한다고 하면 식(5)와 (6)의 동적방정식에서 이 항들이 배제될 수 있다. 따라서 식(5)로부터 독립된 d-축 전류제어 시스템을 얻게 되고, 전원전압의 위상기준을 $e_{de} = 0$, $e_{qe} = E$ (전원 상전압의 파고치)가 되도록 선정하고 역률 1제어를 수행한다면 $i_{de} = 0$ 이 되므로 식(6)과 (7)로부터 다음과 같은 v_{dc} 제어를 위한 비선형모델을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ \frac{3Ex_1}{2Cx_2} - \frac{i_L}{C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{u}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$y = x_2 \quad (9)$$

여기서, 상태변수는 $x_1 = i_{qe}$, $x_2 = v_{dc}$ 이고 제어입력은 $u = v_{qe}$, 출력은 $y = v_{dc}$ 이다.

3. 입출력 선형화 기법

본 절에서는 전 절에서 유도된 PWM 정류기의 비선형 모델을 선형화하기 위한 입출력선형화 이론을 간단히 서술한다[6]. 단일입력 단일출력 비선형 시스템이 다음과 같이 주어진다 하자.

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (10)$$

$$y = h(x) \quad (11)$$

입력과 출력의 관계를 유도하기 위해 제어입력 u 가 나타날 때까지 출력 y 를 반복해서 미분한다. 출력 y 를 미분하면 식(10)으로부터 다음을 얻는다.

$$\dot{y} = \nabla h(f + gu) = L_f h(x) + L_g h(x)u \quad (12)$$

위 식에 사용된 Lie 미분은 다음과 같이 정의된다.

$$L_f h = \nabla h f = \frac{\partial h}{\partial x} f \quad (13)$$

식(12)에서 모든 x 에 대하여 $L_g h \neq 0$ 이면 y 와 v 의 선형미분관계

$$\dot{y} = v \quad (14)$$

를 주는 입력변환이 다음과 같이 유도된다.

$$u = \frac{v - L_f h}{L_g h} \quad (15)$$

여기서 v 는 출력이 기준치를 추종하게 하는 선형화된 시스템의 제어입력이다.

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

$$\dot{y} = L_f^2 h(x) + L_g L_f h(x)u \quad (16)$$

이 때 다시 $L_g L_f h(x)u = 0$ 이면

$$L_g L_f^2 h(x)u \neq 0 \quad (17)$$

가 될 때까지 아래와 같이 미분을 반복한다.

$$y^{(r)} = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x)u \quad (18)$$

이 때 식(18)로부터 다음의 입력이 유도되며

$$u = \frac{v - L_f^r h}{L_g L_f^{r-1} h} \quad (19)$$

아래와 같은 y 와 v 의 선형미분관계가 얻어진다.

$$y^{(r)} = v \quad (20)$$

여기서 출력의 미분회수 r 를 상대차수(relative degree)라 한다

4. PWM 정류기의 비선형제어

입력과 출력의 관계식을 얻기 위해 식(9)를 미분하면 다음 식이 얻어진다.

$$\dot{y} = \dot{x}_2 \quad (21)$$

식(21)은 입력을 포함하고 있지 않으므로 다시 한번 미분한다. 즉,

$$\begin{aligned} \ddot{y} &= \frac{3E(x_1 \dot{x}_2 - x_1 \dot{x}_2)}{2Cx_2^2} - \frac{\dot{i}_L}{C} \\ &= \tilde{E}(x) \left[-u + E - \frac{3LEx_1^2}{2Cx_2^2} + \frac{Li_L x_1}{Cx_2} \right] - \frac{\dot{i}_L}{C} \end{aligned} \quad (22)$$

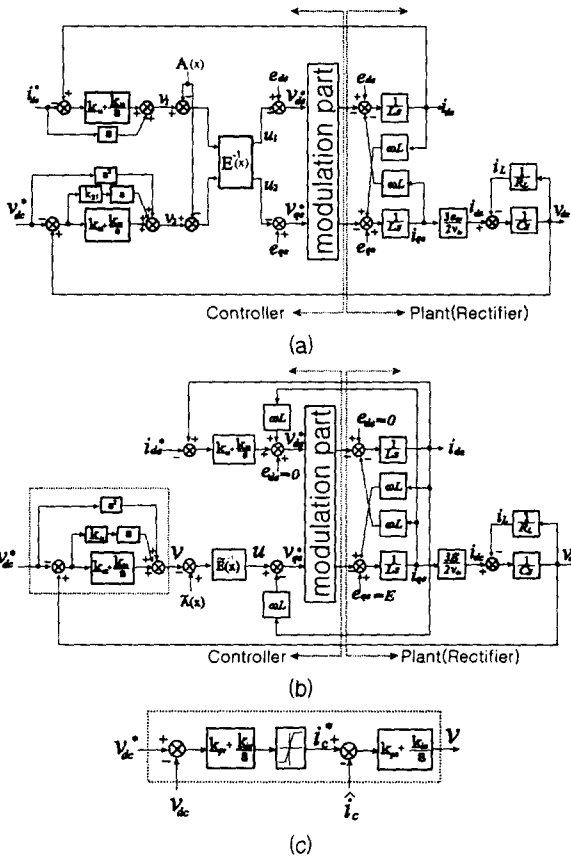


그림 2 PWM 정류기의 비선형제어 블록도
 (a) 다변수제어 (b) 단변수제어 (c) 이중루프제어
 Fig. 2 Nonlinear control block diagram of PWM rectifier
 (a) multivariable control (b) single variable control
 (c) double loop control

여기서,

$$\tilde{E}(x) = \frac{3E}{2LCx_2} \quad (23)$$

출력을 두 번 미분하여 입력과의 관계를 찾았으므로 상대 차수(relative degree)는 2가 되며, 시스템 차수와 동일하므로 내부동특성(internal dynamics)이 없다.

식(22)로부터 시스템을 선형적으로 제어할 수 있는 제어 입력은 다음과 같다.

$$u = \tilde{E}^{-1}(x)[\tilde{A}(x) - v] \quad (24)$$

여기서 v 는 새로운 제어입력이고 $\tilde{A}(x)$ 는 다음과 같다.

$$\tilde{A}(x) = \frac{3E^2}{2LCx_2} - \frac{9E^2x_1^2}{4C^2x_2^3} + \frac{3Ex_1i_L}{2C^2x_2^2} - \frac{\dot{i}_L}{C} \quad (25)$$

그림 2(a)는 [5]에 제시된 PWM 정류기의 2-입력, 2-출력의 다변수 비선형제어 블록도를 보이고, (b)는 본 연구에서 이를 간소화시킨 단일변수의 비선형 제어기를 보인다. 여기서 d-축 전류제어기는 전압제어로부터 독립되어 있다. 그리고 (c)는 (b)에서 점선으로 표시된 v_{dc} 제어블럭을 내부에 커패시터전류 제어루프를 갖는 구조로 수정한 것이다. (a)와

(b)의 경우와는 달리 (c)에서는 커패시터의 충전전류를 직접 제어할 수 있으므로 급격한 부하변동시 v_{dc} 가 보다 안정적으로 제어된다. 전압 및 커패시터전류 제어기가 적분기를 포함하므로 파라미터가 변동해도 정상상태 오차는 0으로 제어된다. 그리고 실제의 커패시터전류는 많은 리플성분을 포함하고 있기 때문에 제어에 직접 사용하기는 곤란하므로 식(8)로부터 다음과 같이 추정된 커패시터전류를 제어에 사용한다.

$$\hat{i}_c = \frac{3Ei_{qe}}{2v_{dc}} - i_L \quad (26)$$

한편, 전동기 구동을 위한 인버터부하가 정류기에 후단에 연결된다면 인버터의 입력전류 즉 정류기의 부하전류는 많은 리플을 포함하게 된다. 리플이 많은 부하전류를 (25)에 직접 사용하면 미분항 \dot{i}_L 에 의해 제어가 불안정해질 수 있다. 이 경우 인버터 입출력단의 전력평형에 의해 추정된 i_L 을 사용하면 i_L 측정용 센서를 제거할 수 있고 리플이 없는 전류를 제한할 수 있다.

5. 커패시터 리플전류의 분석

PWM 정류기의 제어특성이 빠르면 출력단의 커패시터의 용량을 감소시킬 수 있다[7-9]. 그러나 이전의 연구에서는 커패시터의 용량을 감소함에 있어 정격리플전류의 크기가 전혀 고려되지 않았다. 전해커패시터는 등가직렬저항에 의해 전력을 소모하여 발열하므로 반드시 사용된 커패시터의 정격전류가 정류기의 리플전류를 허용하는지 확인해야 한다.

단위역률제어인 경우 PWM 정류기에서 출력단 커패시터의 리플전류는 다음 식에 의해 주어진다[10].

$$I_c = \hat{I}_s \sqrt{M \left[\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \left(\frac{\sqrt{3}}{4} - \frac{9}{16} \right) M \right]} \quad (27)$$

여기서 I_c 는 커패시터 리플전류의 실효치, \hat{I}_s 는 정류기 입력전류의 파고치이고, M 은 변조지수로서 다음과 같이 정의 된다.

$$M = \frac{V_r}{\frac{1}{2} V_{dc}} \quad (28)$$

식(28)에서 V_r 은 정류기 입력전압의 파고치이며 단위역률 제어일 경우 $i_{de} = 0$ 이므로 V_r 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

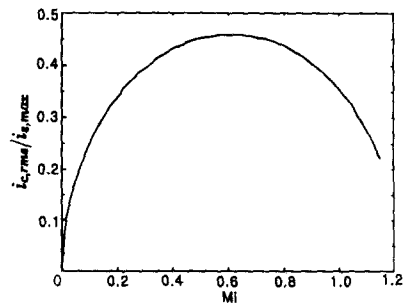


그림 3 변조지수에 대한 커패시터 리플전류
 Fig. 3 Capacitor ripple current versus modulation index

$$V_r = \sqrt{E^2 + (\omega L i_{qe})^2} \quad (29)$$

식(29)로부터 커패시터 리플전류는 변조지수와 입력전류의 파고치만의 함수임을 알 수 있다. 그림 3은 전원전류에 대해 정규화된 커패시터전류를 변조지수에 대해 나타낸 것이다. $M=0.48$ 에서 리플전류가 최대가 되고, $M=1.0$ 에서 $I_c/\hat{I}_s=0.356$ 이다.

6. 결과 및 검토

실험에 사용된 IGBT PWM 정류기의 정격출력은 1.5[kW], 입력 선간전압은 110[V], 입력인덕터는 3.3[mH], 스위칭주파수는 5[kHz]이다. 그리고 직류기준전압은 180[V]이다.

그림 4는 기준전압을 180[V]에서 210[V]로 스텝변화한 경우 직류전압과 전류의 과도응답을 보인다. 직렬구조의 선형 PI제어를 사용한 (a)에서는 전압응답이 느리고 d-q축 전류 제어에 상호간섭현상이 나타난다. 제시된 비선형제어인 (b)에서는 응답이 빠르고 d-q축 전류제어 간섭이 현저히 개선된다. (c)와 (d)는 비선형제어에서 커패시터의 용량을 각각 660[μF], 100[μF]로 감소한 경우로서, 전압응답이 더욱 빨라지고 전류 간섭현상이 제거됨을 보인다. 여기서, 기존의 PI 전압제어기의 이득은 오버슈트가 발생하지 않는 조건에서 선정하였고 부하전류를 전향보상하지 않은 상태이다.

그림 5는 부하를 스텝으로 인가한 후 다시 원래의 값으로 감소했을 때의 전압과도응답이다. 2350[μF]의 동일한 커패시터 용량에 대하여 선형 PI제어에서는 직류전압변동이 심하지만 비선형제어에서는 직류전압이 일정하게 유지된다. 커패시터가 660[μF]인 경우에도 직류전압이 일정하게 유지되고, 100[μF]까지 감소시켜도 전압리플은 다소 증가하지만 직류전압 자체는 거의 일정하게 제어된다.

그림 6은 $C=660[\mu F]$ 인 경우, 그림 5와 동일한 부하변동에서의 전압응답의 비교이다. 종래의 PI 제어기에서는 부하전류를 전향적으로 보상해도 비선형 제어기보다 특성이 떨어지는데 그 이유는 다음과 같다. 첫째, 비선형 제어기에서는 (25)에서 알 수 있듯이 부하전류의 미분항이 포함되어 있어 부하전류가 변하는 동안에 더 정확한 제어입력을 계산할 수 있다. 둘째, 그림 2(c)에 제시되었듯이 커패시터전류가 내부루프에서 제어되므로 전압응답이 개선된다. 셋째, 제어 주기의 문제이다. 종래의 직렬형 PI제어기에서는 전압제어 주기가 전류제어 주기의 수 배 이상으로 선정된다. 본 연구에서는 8배(800[μsec])로 선정하였다.

반면에 [5]의 비선형제어기에서는 전압과 전류가 하나의 다이내믹스로 모델링되어 제어되기 때문에 전압이 전류와 같은 주기로 제어되므로 전압응답이 빠르게 된다. 그러나 이 경우 전류가 제한되지 않기 때문에 과전류가 발생할 수 있으므로 이를 해결하기 위해 본 연구에서 커패시터전류를 제어하는 이중루프 구조를 제시한 것이다. 여기서는 직류전압과 커패시터전류의 제어주기를 100[μsec]로 동일하게 선정하였다. 종래의 PI제어기에서 직류전압제어와 입력전류제어의 주기를 동일하게 설정하면 제어가 불안정해지는 문

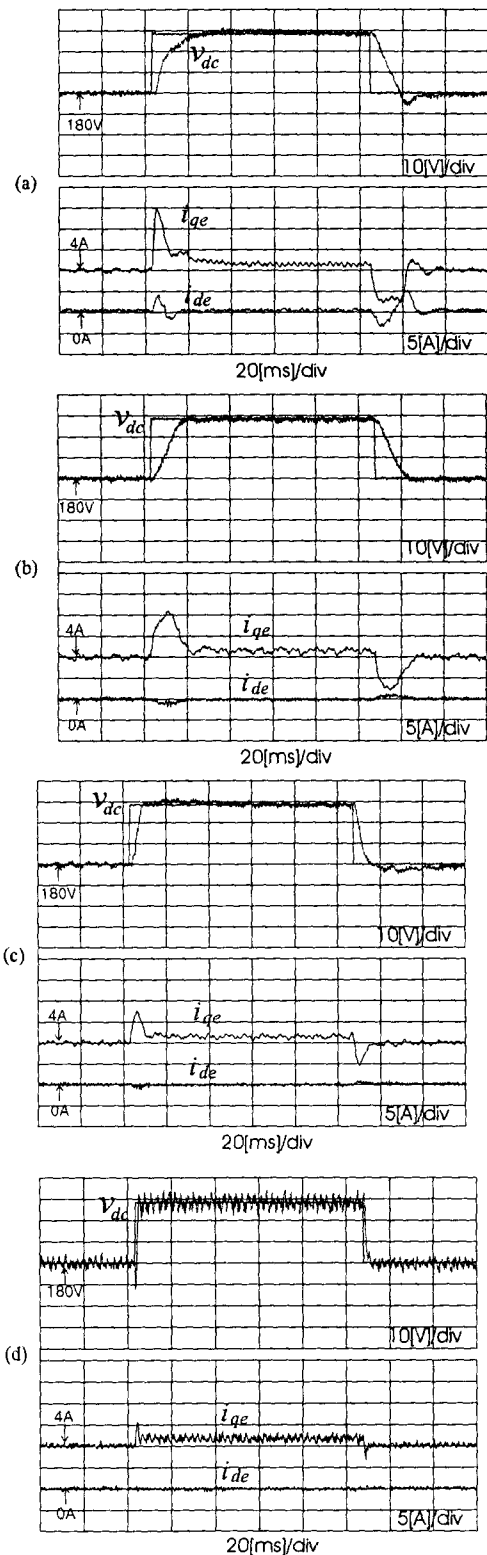


그림 4 기준직류전압 변동에 대한 과도응답
 (a) $C=2350[\mu F]$ (PI) (b) $C=2350[\mu F]$
 (c) $C=660[\mu F]$ (d) $C=100[\mu F]$

Fig. 4 Transient responses for dc voltage reference change

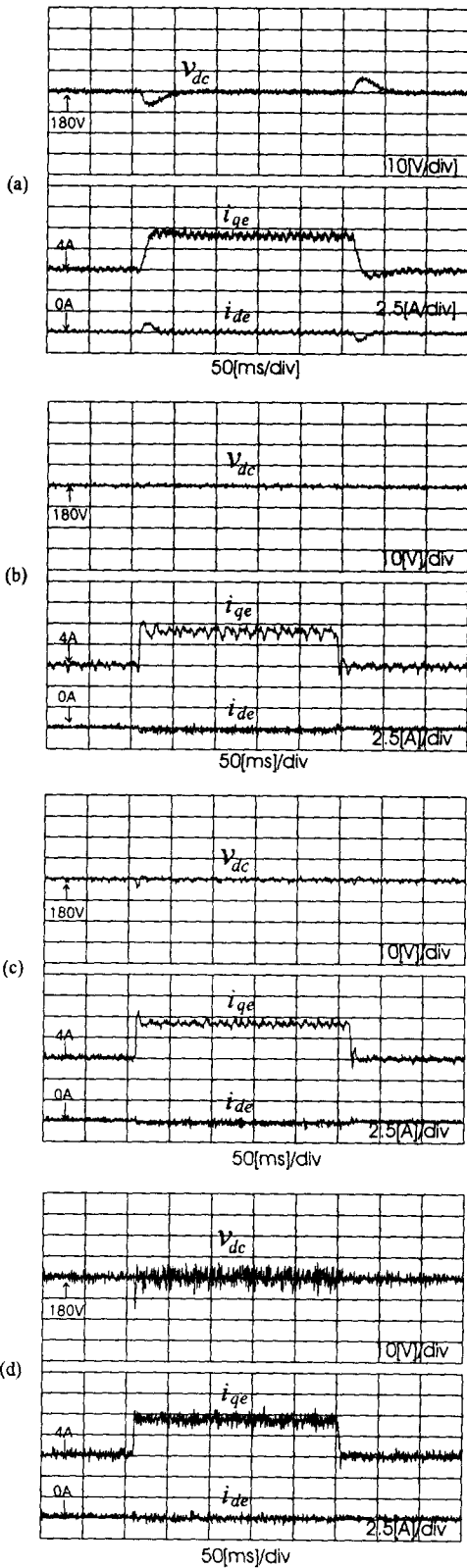


그림 5 부하변동에 대한 과도응답
 (a) $C=2350[\mu F]$ (PI) (b) $C=2350[\mu F]$
 (c) $C=660[\mu F]$ (d) $C=100[\mu F]$
 Fig. 5 Transient responses for load variation

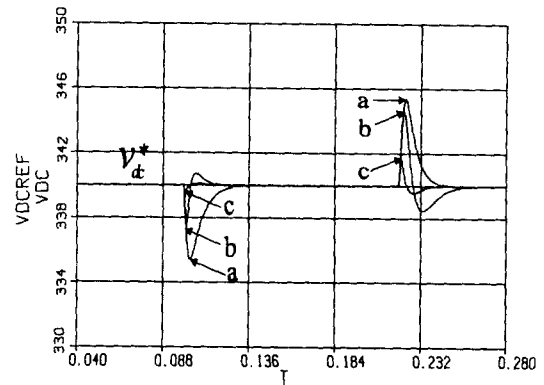


그림 6 전압과도응답 비교(시뮬레이션)
 a : PI(부하전류 미보상) b : PI(부하전류 보상)
 c : 비선형

Fig. 6 Comparison of voltage transient responses
 a : PI without load current compensation
 b : PI with load current compensation
 c : nonlinear control

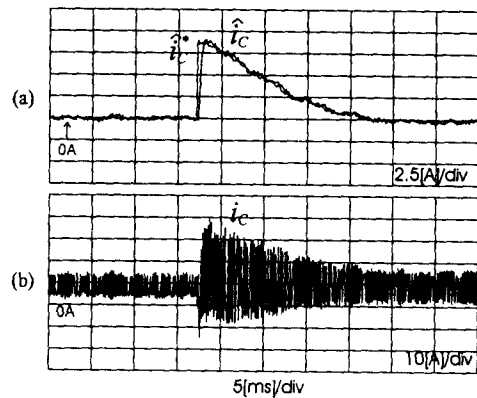


그림 7 커패시터 전류응답
 Fig. 7 Capacitor current response

제점이 있으나 본 비선형제어기에서는 직류전압제어와 커패시터전류의 두 제어 주기를 동일하게 설정하여도 비선형성이 제거되기 때문에 안정하게 동작된다.

그림 7(a)는 기준전압 변동시 커패시터전류의 응답으로 빠르게 제어됨을 알 수 있다. 그림 7(b)는 전류프로브로 직접 측정된 커패시터전류를 나타낸다. 파형에 보듯이 커패시터전류는 많은 리플성분을 포함하므로 이것을 그대로 제어에 사용하기는 곤란하다. 따라서 식(8)을 이용하여 커패시터전류를 다음과 같이 추정하여 제어에 사용한다.

$$\hat{i}_c = \frac{3Ei_{qe}}{2V_{dc}} - i_L \quad (30)$$

그림 8은 정상상태에서 전원역률이 1로 제어되고 있음을 보인다.

실험실의 PWM 정류기는 식(28)과 (29)을 이용하여 변조지수를 계산할 때 $M=1.0$ 에서 동작한다. 식(27)로부터 정격조건에서 커패시터의 리플전류는 3.98[A]로 계산된다.

표 1에 Siemens Matsushita Components사의 고리플전류용 전해커패시터의 정격리플전류가 열거되어 있다[11].

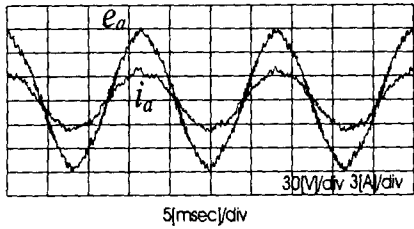


그림 8 전원의 단위역률제어
Fig. 8 Source power factor control at unity

표 1 커패시터의 허용리플전류
Table 1 Allowable ripple current of capacitor

Capacitor [μF]	$I_{c,max}$ [A]			$I_{c,rated}$ [A]	
	40 $^{\circ}C$	85 $^{\circ}C$	105 $^{\circ}C$	105 $^{\circ}C$	105 $^{\circ}C$ (B)
100	3.15	2.05	×	1.03	×
220	5.48	3.69	×	1.78	×
330	7.67	5.07	×	2.46	×
560	35.6	×	20.5	7.62	17.42
680	44.5	×	27.8	9.3	25.56
850	43.6	×	21.7	9.1	17.22
1200	53.7	×	29.4	11.3	23.7
2400	79.2	×	45.9	20	35.9

B: Base cooling, ×: not provided

커패시터의 허용리플전류는 동작주파수와 온도에 따라 크게 변동하는데, 표 1의 데이터는 동작주파수가 인버터의 스위칭주파수인 5[kHz]로 환산된 경우의 값이다. 그리고 내부 전해질의 온도가 상승함에 따라 허용전류가 몇 배로 감소함을 보인다. 본 실험장치가 정격상태로 동작할 때, 커패시터에 흐르는 리플전류가 3.98[A]이므로 커패시터를 220[μF] 정도까지 감소시킬 수 있다. 그림 4, 5에서 보였듯이 100[μF]의 커패시터에서도 정류기의 제어특성은 문제가 없지만 정격리플전류를 고려한다면 이 커패시터는 사용할 수가 없다. 시스템이 달라질 경우, 정류기의 전류용량은 물론 정류기가 동작되는 변조지수도 커패시터 선정시 고려되어야 한다.

그림 9는 $C=660[\mu F]$ 이고 $\hat{I}_s=8.0[A]$ 인 경우의 커패시터의 전류파형과 고조파 스펙트럼을 보인다. 실험에서 측정된 커패시터전류 데이터를 Pspice를 이용하여 분석한 결과, 고조파성분이 식(27)-(29)로부터 계산된 결과($I_{c,s}=2.85[A]$)와 잘 일치하였다.

한편, 전원전압이 변동하는 경우에 비선형 제어기법이 잘 동작하는가를 확인하기 위해 몇 가지 모의실험을 하였다. 전원전압이 220[V], 기준직류전압이 340[V]인 것을 제외하고는 실험조건과 동일하다.

그림 10은 3상의 전원전압 중 한 상에 50%의 순시전압강하가 발생한 경우의 직류전압응답을 보인다. 비선형 제어기법에서 출력전압변동이 작음을 알 수 있다. 그림 11은 전원전압이 왜형된 경우, 즉 기본파성분에 제 5, 7 고조파성분이 각각 기본파 크기의 1/5, 1/7만큼 포함되어 있는 경우의

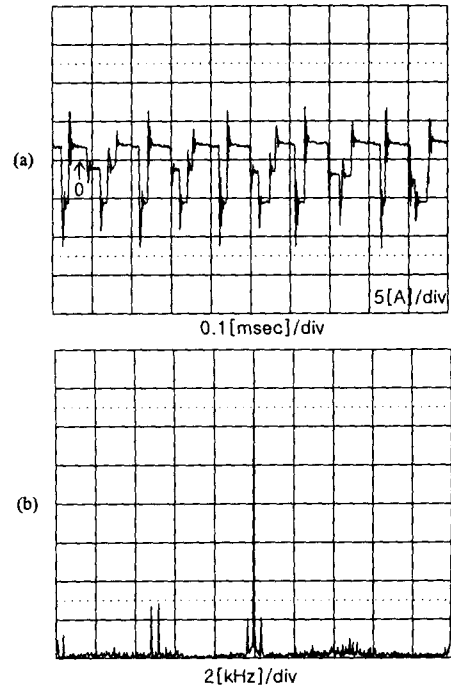


그림 9 커패시터전류와 고조파 스펙트럼
(a) 커패시터전류 (b) 고조파 스펙트럼
Fig. 9 Capacitor current and harmonic spectrum
(a) capacitor current (b) harmonic spectrum

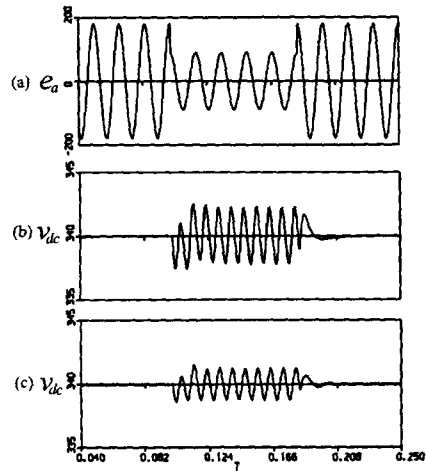


그림 10 전원전압 한 상의 순시강하에 대한 직류전압의 과도응답
(a) 전원전압의 sag (b) PI (c) 비선형
Fig. 10 DC voltage response for source voltage sag
(a) source voltage sag (b) PI (c) nonlinear

응답이다. 주어진 전원전압의 왜곡에 대해 직류전압제어는 크게 영향을 받지 않으나, 비선형제어가 다소 우수함을 보인다. 그림 12는 전원이 연결된 모선에 다른 커패시터 부하의 투입으로 인하여 스위칭서지가 전원전압에 나타나는 경우의 응답으로서, 제안된 비선형제어에서의 응답이 양호함을 알

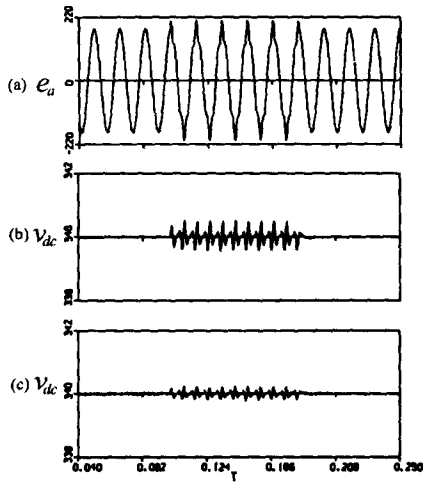


그림 11 전원전압이 왜형된 경우의 직류전압의 과도응답
(a) 전원전압 (b) PI (c) 비선형
Fig. 11 DC voltage response for distorted source voltage
(a) source voltage (b) PI (c) nonlinear

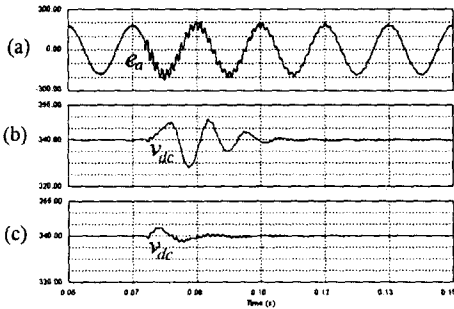


그림 12 커패시터 투입시의 전원전압 변동에 대한 직류전압의 과도응답
(a) 전원전압 (b) PI (c) 비선형
Fig. 12 DC voltage response for capacitor switching transients
(a) source voltage (b) PI (c) nonlinear

수 있다. 이처럼 전원전압의 변동시 직류전압응답이 보다 우수하게 나타나는 것은 전원전압 변동이 입출력 전력평형식에 의해 직류전압제어에 직접 반영되기 때문이라고 사료된다.

7. 결론

본 연구에서는 입출력의 전력평형을 이용하여 PWM 정류기의 비선형모델을 유도하고 입출력 선형화기법을 적용하여 시스템을 선형화하였다. 그리고 d-축 전류제어 시스템을 직류전압제어와 분리하여 독립적으로 구성함으로써 기존의 다변수 비선형모델을 제어기 설계가 간편한 단일변수 시스템으로 축소시켰다. 그리고, 커패시터전류를 직접 제어함으로써 과도상태시 발생될 수 있는 과전류문제를 해결하였을 뿐만 아니라 직류전압을 보다 안정적으로 제어할 수 있게

하였다.

DSP를 이용한 실험을 통해, 제안된 비선형 제어기법이 기준전압 및 부하 스텝변화에 대해 선형제어기보다 우수한 직류전압응답을 주고 dc 커패시터의 용량을 100[μF]까지 감소시켜도 제어측면에서 문제가 없음을 보였다. 그러나 커패시터의 리플전류를 검토한 결과, 본 실험실 장치에서 커패시터 용량을 220[μF] 이하로 감소시키기는 곤란함을 밝혔다. 그리고, 전원전압의 변동에 대한 모의실험을 통해 비선형제어기가 보다 강한 제어특성을 가진다는 것을 확인하였다.

제시된 PWM 정류기의 비선형 제어기법은 능동형 전력 필터 및 무효전력보상기 등에 유용하게 응용될리라고 사료된다.

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] V. Blasko, and V. 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.
- [3] H. Sugimoto, S. Moritomo, and M. Yano, "A high performance control method of a voltage-type PWM converter," IEEE PESC proc., pp.360-368, 1998.
- [4] S. Fukuda, Y. Iwaji, and T. Aoyama, "Modeling and control of sinusoidal PWM rectifiers", EPE proc., pp. 115-120, 1993.
- [5] Dong-Choon Lee, Ki-Do Lee, and G-Myoung Lee, "Voltage control of PWM converters using feedback linearization," IEEE IAS proc., St. Louis, pp. 1491-1496, 1998.
- [6] Jean-Jacques E. Slotine and Weiping Li, Applied nonlinear control. Prentice Hall, pp. 207-271, 1991.
- [7] J. S. Kim and S. K. Sul, "New control scheme for ac-dc-ac converter without dc link electrolytic capacitor," IEEE PESC proc., in Seattle, pp. 300-306, Jun. 1993.
- [8] L. Malesani, L. Rosetto, P. Tenti, and P. Tomasin, "Ac/dc/ac PWM converter with reduced energy storage in the dc link," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 31, no. 2, pp. 287-292, Mar./Apr. 1995.
- [9] J. Jung, S.-K. Lim, and K. Nam, "A feedback linearizing control scheme for a PWM converter-inverter having a very small dc-link capacitor," IEEE IAS Conf. Rec., in St. Louis, pp. 1497-1503, 1998.
- [10] J. W. Kolar, H. Ertl, and F. C. Zach, "Calculation of the passive and active component stress of three phase PWM converter systems with high pulse rate," EPE proc., Aachen, pp. 1303-1311, 1989.
- [11] Aluminum Electrolytic Capacitors, Data Book, Siemens-Matsushita Components, 1998.

저 자 소 개



이 동 춘 (李 東 椿)

1963년 2월 20일 생. 1985년 서울대 공대
전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기
공학과 졸업(공학). 1987년~1988년 대우
중공업 중앙연구소 주임연구원. 1998년 미
국 Texas A&M Univ. 방문 교수. 현재
영남대 공대 전기전자공학부 조교수

Tel : (053) 810-2582

E-mail : dcleee@ynuucc.yeungnam.ac.kr