

비선형 제어기법을 이용한 PWM 컨버터의 전압제어

이 기도 · 이 동 춘

영남대학교 전기전자공학부

Voltage Control of PWM Converter Using Nonlinear Control

(Ki-Do-Lee · Dong-Choon Lee)

School of Electrical and Electronic Eng., Yeungnam Univ.

Abstract

For fast response of the dc output voltage in PWM converter, the relationship of power balance of both the input and output should be introduced to the system modeling. Then, a nonlinear control theory using state feedback linearization is useful to control the system. By nonlinear control, the voltage response can be fast, so the size of the output filter capacitor can be reduced as long as the same response is kept. The validity of the proposed scheme is shown from the simulation results.

1. 서 론

부하에 따라 교류전원으로부터 직류전원을 얻는 것이 필요하다. 교류에서 가변 직류를 얻는 방법으로 싸이리스터를 이용한 위상제어 정류기가 사용되어 왔다. 회로가 단순하고 동작이 안정한 반면 역률이 감소하게 되고 상전류의 고조파가 큰 문제점이 있다.

최근에는 자기소호능력이 있는 GTO, Power Transistor, IGBT 등을 이용한 PWM 방식의 컨버터가 종종 이용되고 있다. 이 컨버터는 원하는 직류출력 전압을 발생하고, 교류전원측의 전류를 정형적으로 제어가능하며, 또한 전원측의 역률을 1로 제어할 수 있는 장점이 있다. 종래 PWM 컨버터 제어의 초점은 주로 직류전압제어, 전원전류의 정형적 제어 그리고 역률제어 등에 집중되었다 [1][2]. 그리고 리플이 적은 안정한 직류전압을 얻기 위해 출력단에 큰 캐패시터를 연결하였다. 이 경우에 출력단의 큰 캐패시터 때문에 직류전압의 과도특성은 좋지 않다. 따라서, 직류전압의 빠른 과도특성 개선과 시스템의 가격 저감을 위해 캐패시터를 감소시키는 것이 바람직하다. 그러나, 캐패시터가 작아지면 입력의 전류제어 시스템과 출력의 전압제어 시스템의 시정수가 비슷하게 되므로 두 개의 독립된 시스템으로 처리하면 상호간섭이 발생하여 제어가 원만히 이루어지지 않는다. 이 문제를 해결하기 위해서는 입출력 시스템을 통합하여 하나의 제어루프로 구성해야 한다. 그러나, 이 경우 시스템은 비선형이 되어 일반 선형제어 이론을 적용할 수 없게 된다.

지금까지 상태궤환에 의한 비선형제어 방법은 유도전동기, 릴럭턴스 전동기, 동기전동기 등에 종종 사용되었지

만 PWM 컨버터에 대해서는 거의 사용되지 않았다[3][4].

본 논문에서는 3상 PWM 컨버터를 입력전류와 전력 평형을 이용한 직류전압을 상태변수로 한 하나의 시스템으로 비선형 모델링하고, 상태궤환에 의한 선형화 기법을 적용하여 컨버터 제어의 속도제어를 하고자 한다. 이를 위해 PWM 컨버터의 비선형성을 분석하고, 비선형 제어를론을 도입하여 이를 해결하기 위한 알고리즘을 도출한다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제시된 제어기법의 타당성을 검증한다.

2. 3상 PWM 컨버터의 모델링

전압형 PWM 컨버터를 동기좌표계 d-q 전압방정식은 다음과 같이 표시된다..

$$L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + Ri_d = e_d - v_a \quad (1)$$

$$L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + Ri_q = e_q - v_a$$

여기서, L , R 는 승압용 리액터의 인덕턴스와 저항이고, e_{dq} , i_{dq} , v_{dq} 는 각 전원전압, 전원전류 및 컨버터 입력전압을 나타낸다. ω 는 전원의 각주파수이다.

입출력 전력이 동일하다는 것으로부터 다음식이 성립한다.

$$P = \frac{3}{2} (e_d i_d + e_q i_q) = v_{dc} i_{dc} \quad (2)$$

DC 링크단의 컨버터의 출력전류 i_{dc} 는 다음식과 같다.

$$i_{dc} = C \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}}{r_L} \quad (3)$$

컨버터의 출력전류 i_{dc} 는 상전류와 스위치가 가해지는 제어함수로서 나타난다.

$$i_{dc} = s_1 i_1 + s_2 i_2 + s_3 i_3 \quad (4)$$

여기서, s_1 , s_2 , s_3 는 컨버터의 윗 스위치가 ON되면 1이고, 아래 스위치가 ON되면 0이 된다.

(2)와 (3)으로부터 전력식은 다음과 같다.

$$\frac{3}{2} (e_d i_d + e_q i_q) = C v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}^2}{r_L} \quad (5)$$

방정식 (4)에서 볼 수 있듯이 컨버터의 출력전류 i_{dc} 는 스위칭 함수에 의해 표현된다. 따라서 i_{dc} 는 v_{dc} 를 곱함으로써 비선형성이 나타난다. 첫번째 비선형성은 제어전압 (컨버터 입력전압)을 얻기 위해 캐패시터전압을 제어입력에 곱한 것이고, 두 번째 비선형성은 부하전류를 얻기 위해 제어입력을 상전류에 곱한 것이다.

3. PWM 컨버터의 비선형제어

상태제관에 의한 비선형제어 방법을 적용한다. 먼저 다음 식과 같은 상태행렬 형태의 PWM 컨버터 방정식을 기술하면,

$$\frac{dX}{dt} = f(X) + GU \quad (6)$$

$$f(X) = \begin{bmatrix} f_1(X) \\ f_2(X) \\ f_3(X) \end{bmatrix} \quad G = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

여기서, $f(X)$ 는 상태벡터 x 의 비선형 함수이고, X 와 U 는 각각 상태벡터와 제어벡터이다.

(1)과 (5)를 (6)의 형태로 표현하면 (7)이 된다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} i_d + \omega i_q \\ -\frac{R}{L} i_q - \omega i_d \\ \frac{3}{2Cv_{dc}} (e_d i_d + e_q i_q) - \frac{v_{dc}}{r_L C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d - v_d \\ e_q - v_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

(7)에서 상태변수는 상전류 i_d , i_q , 캐패시터 전압 v_{dc} 이다.

전원전압과 동위상으로 입력전류를 제어하면, 회로의 무효전력은 0이 된다. 또한, 캐패시터전압 v_{dc} 는 일정한 값이 유지되도록 제어된다. 따라서, 두 개의 입력을 분리하여 하나는 상전류를 조절하고 다른 하나는 캐패시터전압을 조절하도록 한다. 이 때, 다음 식이 주어진다.

$$y_1 = \alpha i_d + \beta i_q = \alpha x_1 + \beta x_2 \quad (8)$$

$$y_2 = v_{dc} = x_3 \quad (9)$$

(8)과 (9)로부터 제어입력이 나타날 때까지 출력 y_1 , y_2 를 미분하여 이를 행렬로 표시하면 다음식과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2Cv_{dc}} (e_d i_d + e_q i_q) - \frac{v_{dc}}{r_L C} \\ \frac{3}{2Cv_{dc}} (e_d i_d + e_q i_q) - \frac{v_{dc}}{r_L C} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \alpha g_1 & \beta g_2 \\ 3e_d g_1 & 3e_q g_2 \\ 2Cv_{dc} & 2Cv_{dc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

여기서, $\dot{y}_1 = r_1$, $\dot{y}_2 = r_2$ 라 하면

$$U = A_0^{-1} \left[-B_0 + \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} \right] \quad (11)$$

오차에 대한 특성방정식으로부터

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = A_0^{-1} \left[-B_0 + \begin{bmatrix} -K_{11}(y_{1ref} - y_1) \\ K_{21} \frac{dy_2}{dt} - K_{22}(y_{2ref} - y_2) \end{bmatrix} \right] \quad (12)$$

이고, 여기서

$$A_0^{-1} = \frac{2Cv_{dc}}{3g_1 g_2 (ae_q - \beta e_d)} \begin{bmatrix} \frac{3e_q g_2}{2Cv_{dc}} & -\beta g_2 \\ -\frac{3e_d g_1}{2Cv_{dc}} & \alpha g_1 \end{bmatrix}$$

$$B_0 = \begin{bmatrix} \frac{af_1 + \beta f_2}{2Cv_{dc}} (e_d i_d + e_q i_q) - \left\{ \frac{3}{2Cv_{dc}^2} (e_d x_1 + e_q x_2) + \frac{1}{r_L C} \right\} f_3 \end{bmatrix}$$

행렬 A_0 는 역행렬이 존재해야 하는데, 이는 a 와 β 의 선택에 의해 결정된다.

$$\det A_0 \neq 0 \Rightarrow ae_q - \beta e_d \neq 0 \quad (13)$$

(13)은 A_0 의 역행렬과 상태제관 선형화의 적용에 필요한 조건이다.

u_1 , u_2 의 결과식으로부터 v_{dc} 를 일정값으로 유지하고 입력전압과 동위상의 전류를 얻기 위한 두 번째 조건은 무효전력 $Q=0$ 이고 $i_d=0$ 이어야 한다. 따라서 이들 두 가지 조건을 실현하기 위해 $a=1$, $\beta=0$ 이고 $i_{dref}=0$ 이다. 그 결과로서 u_{1ref} , u_{2ref} 를 유추해 낼 수 있다.

$$u_{1ref} = \frac{2Cv_{dc}}{3g_1 g_2 e_q} \frac{3e_q g_2}{2Cv_{dc}} (-f_1 + r_1) = Ri_d - \omega Li_q + Lr_1 \quad (14)$$

$$u_{2ref} = Ri_e + \omega Li_d - \frac{e_d}{e_q} Lr_1 + \frac{2CLv_{dc}}{3e_q} r_2 + \frac{2L}{3e_q C v_{dc}^2} \left\{ \left[\frac{3}{2} (e_d i_d + e_q i_q) \right]^2 - \left(\frac{v_{dc}^2}{r_L} \right)^2 \right\} \quad (15)$$

(14)와 (15)로부터 입력력 시스템을 통합하여 하나의 제어루프로 구성하여 PWM 컨버터의 비선형성을 해결하였다.

제어기는 y_1 에 대해 1차 모델과 y_2 에 대해 2차 모델을 갖는 식을 사용하여 계산된다. 시간응답과 땀은 원하는 응답에 따라 선택되고, 적분기가 제어기에 포함된다. 그림 1은 PWM 컨버터의 비선형제어의 전체 블럭다이어그램을 나타낸다.

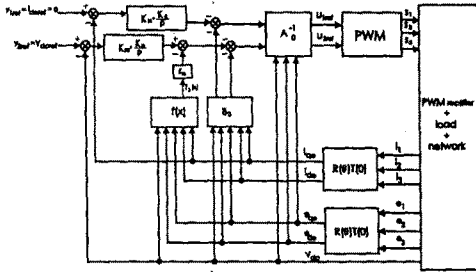


그림 1. PWM 컨버터의 비선형 제어블록도.

4. 시뮬레이션

제안된 비선형제어는 ACSL 소프트웨어를 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용된 시스템의 파라미터는 다음과 같다.

- 입력 선간전압 : 220V
- 승압용 인덕터의 인덕턴스 : $L=0.61\text{mH}$
- 승압용 인덕터의 내부저항 : $R=0.02\Omega$
- 스위칭 주파수 : 3.5kHz

그림 2는 직류 기준전압이 340V에서 370V로 스텝 변화할 때의 응답을 나타낸다. 10%의 오버슈트일 때, 비선형제어의 응답은 기존의 선형 cascade 제어의 응답보다 65% 정도 빠르다.

그림 3은 전원전압 e_1 과 상전류 i_1 의 파형을 나타낸다. 이 그림에서 전원전압과 상전류의 위상차가 0이다. 즉, 전원측의 역률이 1로 제어되고 있음을 알 수 있다.

그림 4는 부하 스텝변동에 대한 직류출력 전압의 과도 응답을 나타낸다. (a)는 $C=2350\mu\text{F}$ 인 비선형제어의 경우이고, (b)는 선형 cascade 제어의 경우 $C=2350\mu\text{F}$ 이고 비선형제어의 경우 $C=750\mu\text{F}$ 이다. 비선형제어의 경우 같은 양의 직류출력 전압강하에 대해 캐패시터의 용량을 줄일 수 있다는 것을 보인다.

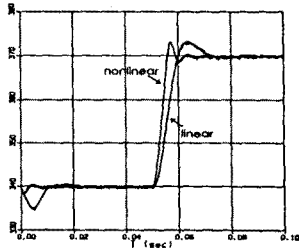


그림 2. 직류전압 스텝 변화시의 특성비교.

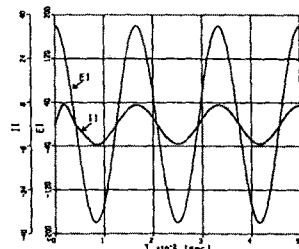


그림 3. 전원전압과 상전류의 파형.

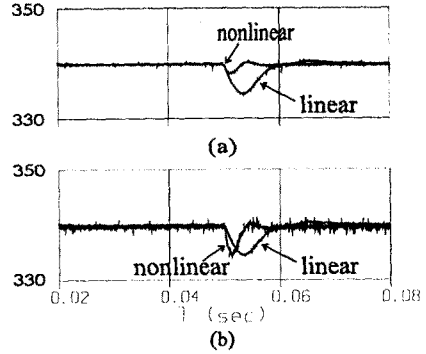


그림 4. 직류출력전압의 과도응답 비교.

5. 결론

본 논문에서 직류전압의 빠른 과도특성 개선과 시스템의 가격 저감을 위해 작은 용량의 캐패시터를 사용하는데, 이 경우 상호간섭이 발생하여 제어가 원만히 이루어지지 않는다. 이 문제를 해결하기 위해서 출력전압 및 입력전류를 하나의 시스템으로 모델링한 후, 상태궤환에 의한 선형화 기법을 적용하여 컨버터 제어의 비선형 문제를 해결하였다. 즉, 작은 용량의 캐패시터를 사용하면서도 안정되고 빠른 출력력 제어특성을 얻었다.

상태궤환에 의한 비선형제어는 컨버터 제어 문제에서 실용 가능한 제어방법이다. 시뮬레이션을 통하여 전압 스텝변환시 선형제어의 응답이 선형 cascade 제어의 응답보다 65% 정도 빠르고, 부하 스텝변환시 비선형제어는 선형 cascade 제어보다 캐패시터의 전압강하가 50% 정도 작다. 그리고 선형 cascade 제어와 같은 양의 전압강하시 비선형제어는 캐패시터의 용량을 줄일 수 있다는 것을 보였다.

PWM 컨버터의 제어에 파라미터 변동을 고려하고, 실험으로 검증하는 것이 향후의 과제이다.

참고문헌

- [1] Boon Teck Ooi, John C. Salmon, Jaun W. Dixon, and Ashok B. Kulkarni, "A Three-Phase Controlled-Current PWM Converter with Leading Power Factor", *IEEE Trans. on IA* VOL. 23, NO. 1, pp. 124~130, 1987.
- [2] 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.
- [3] Bojan Grcar, Peter Cafuta, Mitja Znidaric, and Flix Gausch, "Nonlinear Control of Synchronous Servo Drive", *IEEE Trans. on Control Systems Tech.* VOL. 4, NO. 2, pp. 177~184, 1996.
- [4] Jean-Jacques E. Slotine, Weiping Li, *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall, pp. 207~271, 1991.