

PWM 전류형 컨버터 및 인버터 시스템의 상태회환 제어

고 성 범, 이 동 춘, 노 채 균
영남대학교, 전기전자공학부

State Feedback Control of PWM Current Source Converter and Inverter System

Sung-Beom Ko, Dong-Choon Lee, Chae-Gyun Ro
School of Electrical and Electronic Engineering, Yeungnam University

Abstract-In this paper, a novel control strategy for PWM current source converter and inverter is proposed, applying a multivariable state feedback control. The PWM converter controls line current to be sinusoidal and make input power factor unity. In addition, the modulation index control of dc link current is carried out, which produces lower loss of switching devices. Since the voltage control of inverter output filter capacitor is performed a decoupling of the d-q current of the induction motor is well retained. With the proposed algorithm, both high dynamic responses and satisfactory static performance can be obtained.

1. 서 론

현재 사용되고 있는 전력변환장치는 전압형과 전류형으로 나눌 수 있다. 전압형 인버터는 제어가 간단하고 시스템의 가격이 종래의 전류형 인버터에 비해 낮기 때문에 많이 사용되어 왔으나, 단락사고시 소자의 보호가 어렵고, 반면에, 전류형은 암단락에 대한 강인성이 보장되며, 회생능력이 있기 때문에 대용량 동기 구동에 많이 이용되고 있다[1].

본 논문에서는 PWM CSC-CSI 시스템을 유도전동기의 백터제어 구동에 적용하고, 전동기 전압 및 전류의 동시제어, 인버터의 일정 변조지수제어 등을 제시하였다. 또한, 기존의 V/F 제어에 사용되는 폐던방식의 PWM 대신에 공간백터법으로 순시PWM을 수행하여 전동기의 우수한 백터제어의 특성도 얻고, 정상상태시 정현적인 전동기의 전압과 전류 및 정현적인 전원측의 전압과 전류, 그리고 전원역율이 1로 제어됨을 확인하였다.

2. PWM 전류형 컨버터 및 인버터 시스템

2.1 전력회로

그림 1에 PWM 전류형 컨버터-인버터 시스템을 나타내었다.

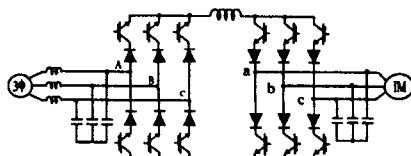


그림 1. PWM 전류형 컨버터 및 인버터 시스템.

기존의 사이리스터 컨버터에 비해 PWM 컨버터는 입출력 특성이 좋을 뿐만 아니라, 동특성이 빠르며, 효율이 높고 스위칭주파수를 높게 할 수 있으므로 입출력단의 필터의 용량을 줄일 수 있다는 장점을 갖고 있다. 또, PWM 방식으로 제어를 하면 빠른 직류링크 전류제어가 가능하여 직류링크 인버터의 체적을 상당히 감소시킬 수 있다[2].

전류형 인버터는 암 단락시 소자의 보호가 용이하고, PWM 방식의 CSI는 출력단에는 고조파 전류성분을 제거하기 위해 필터용 캐패시터 C가 연결되어 있어 전동기 전류뿐만 아니라 전압도 정현파로 인가할 수 있다.

2.2 시스템 모델링

그림 2는 전류형 컨버터 및 CSI 구동 유도전동기의 한상의 등가회로를 나타낸다. 컨버터의 경우 그림 2(a)에서

$$i_t = i_c + i_r \quad (1)$$

$$e_s = L \frac{di_t}{dt} + Ri_t + v_s \quad (2)$$

$$i_c = C \frac{dv_s}{dt} \quad (3)$$

여기서, e_s , i_t 은 전원전압과 전류, v_s , i_c 는 입력필터 캐패시터 C의 전압과 전류, i_r 은 컨버터의 입력전류, L은 입력필터의 인덕터이고, R은 입력 선저항과 인덕터의 저항성분의 합이다.

컨버터의 입력력을 스위칭 함수를 이용하여 표시하면,

$$i_m = S_a I_{dc} \quad (4)$$

$$i_{rb} = S_b I_{dc} \quad (5)$$

$$i_{rc} = S_c I_{dc} \quad (6)$$

$$v_{dc} = S_a v_a + S_b v_b + S_c v_c \quad (7)$$

이고, 여기서 S_a , S_b , S_c 는 각 상의 스위칭 함수를, v_{dc} , I_{dc} 는 출력전압과 전류를 나타낸다.

컨버터와 같은 방법으로, 인버터는 그림 2(b)에서

$$i_{inv} = i_{cm} + i_s \quad (8)$$

$$v_c = L_s \frac{di_s}{dt} + R_i_s + e_m \quad (9)$$

$$i_{cm} = C \frac{dv_c}{dt} \quad (10)$$

여기서, v_c , i_{cm} 은 캐패시터 전압과 전류, i_{inv} 와 i_s 은 인버터 출력전류와 전동기 입력전류이다.

인버터 입력력을 스위칭 함수를 이용하여 표시하면,

$$i_{ca} = S_a I_{dc} \quad (11)$$

$$i_{cb} = S_b I_{dc} \quad (12)$$

$$i_{cc} = S_c I_{dc} \quad (13)$$

$$v_{inv} = S_a v_{ca} + S_b v_{cb} + S_c v_{cc} \quad (14)$$

이고, 여기서 S_a , S_b , S_c 는 각상의 스위칭 상태를, v_{inv} 와 I_{dc} 는 인버터의 입력전압과 전류를, 그리고, v_{ca} , v_{cb} , v_{cc} 는 각상의 캐패시터 전압, 즉 전동기의 고정자 전압을 나타낸다.

3. 시스템 제어

3.1 컨버터 제어

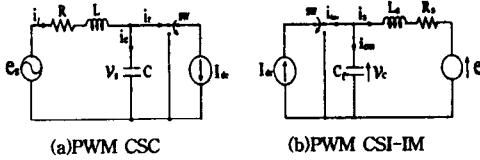


그림 2. 상당 동가 회로

(1), (2), (3)식으로부터 컨버터의 상태방정식은

$$\dot{x} = Ax + Bu + E_d \quad (15)$$

$$y = Cx \quad (16)$$

여기서,

$$x = [i_{ad} \ i_{aq} \ v_{cd} \ v_{cq}]^T, u = [i_{rd} \ i_{rq}]^T, d = [e_{ad} \ e_{aq}]^T \quad (17)$$

$$A_r = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 \\ -\omega & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & \omega \\ 0 & \frac{1}{C} & -\omega & 0 \end{bmatrix}, B_r = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}, E_r = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C_r = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

이다. 여기서 윗첨자 T는 전치행렬을 나타내고, i_{ad} , i_{aq} 와 v_{cd} , v_{cq} 는 각각 d, q축의 전원전류와 캐리시터전압이고 ω 는 전원의 각주파수이다.

정상상태 오차를 제거하기 위해 (19), (20)식의 적분제어를 도입하면,

$$p_d = \int_0^t (i_{ad} - i_{rd}) dt \quad (19)$$

$$p_q = \int_0^t (i_{aq} - i_{rq}) dt \quad (20)$$

(15)와 (16)식은

$$\dot{z} = \hat{A}_r z + \hat{B}_r u \quad (21)$$

$$y = Cz \quad (22)$$

로 쓸 수 있다. 여기서 “*”는 지령치를 의미한다. 또,

$$z = [i_{ad} \ i_{aq} \ v_{cd} \ v_{cq} \ p_d \ p_q]^T \quad (23)$$

$$\hat{A}_r = \begin{bmatrix} A_r & 0_{(4 \times 2)} \\ I_{(2 \times 2)} & 0_{(2 \times 4)} \end{bmatrix}, \hat{B}_r = \begin{bmatrix} B_r & 0_{(4 \times 2)} \\ 0_{(2 \times 2)} & 0_{(2 \times 4)} \end{bmatrix} \quad (24)$$

이고, (24)식의 계수행렬을 갖는 (21)식은 가제어시스템이므로 (21)식에 (25)식의 상태궤환을 적용하면,

$$u = Kz \quad (25)$$

다음의 상태궤환행렬이

$$K_r = \frac{1}{b} \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} : k_{15} & k_{16} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} : k_{25} & k_{26} \end{bmatrix} = [K_1 \ K_2] \quad (26)$$

이 유도된다. 단, K_1 은 (2×4) 이고 K_2 는 (2×2) 이다. (21)식으로부터 이득행렬을 계산하는 것은 매우 복잡하므로, 일반화된 제어표준형(Generalized Control Canonical Form)으로 변환하면 역행렬계산 및 이득의 유도과정이 쉽게 된다[4]. 페루프 시스템 극점과 시스템 행렬로부터 K_r 을 계산할 수 있다.

과도응답 특성을 개선하기 위해 (15), (16)식으로부터 기준입력에 대한 전향제어를 도입하면,

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ y - y_{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & -I \end{bmatrix} y_{ref} \\ = G \begin{bmatrix} x \\ u \end{bmatrix} + H \begin{bmatrix} d \\ y_{ref} \end{bmatrix} \quad (27)$$

이 되고, 여기서,

$$G = \begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & -I \end{bmatrix} \quad (28)$$

이다. 유도된 전향제어 행렬식은

$$K_H = [K_1 \ -I] G^{-1} H \quad (29)$$

이 되고, 궤환제어 성분과 전향제어 성분을 합하면

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ad} \\ \dot{i}_{aq} \end{bmatrix} = K_1 \begin{bmatrix} i_{ad} \\ i_{aq} \end{bmatrix} + K_2 \begin{bmatrix} \int_0^t (i_{ad} - i_{rd}) dt \\ \int_0^t (i_{aq} - i_{rq}) dt \end{bmatrix} + K_H \begin{bmatrix} e_{ad} \\ e_{aq} \end{bmatrix} \quad (30)$$

PWM 전류형 컨버터의 제어블럭도가 그림 3에 보인다. 그리고 전체 제어기의 출력의 합이 컨버터의 입력 기준전류가 되며, 정지 d-q좌표계상에서 공간벡터법을 이용하여 PWM을 행한다[5].

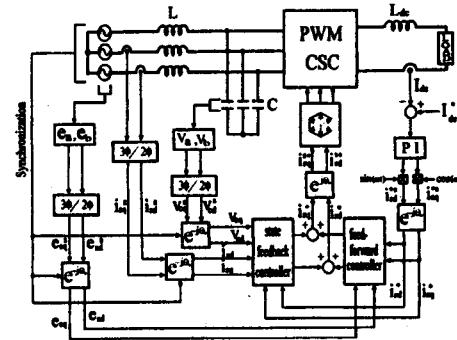


그림 3. 전류형 컨버터 제어 블럭도.

3.2 유도전동기 제어

(8), (9), (10)식으로부터 상태방정식을 표시하면,

$$\dot{x} = Ax + Bu + E_d \quad (31)$$

$$y = Cx \quad (32)$$

여기서,

$$x = [i_{ad} \ i_{aq} \ v_{cd} \ v_{cq}]^T, u = [i_{dnew} \ i_{qnew}]^T, d = [e_{ad} \ e_{aq}]^T \quad (33)$$

$$A_r = \begin{bmatrix} -\frac{R_d}{L_d} & 0 & -\frac{1}{C_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_q}{L_q} & 0 & -\frac{1}{C_q} \\ -\frac{1}{C_d} & 0 & 0 & \omega_r \\ 0 & \frac{1}{C_q} & -\omega_r & 0 \end{bmatrix}, B_r = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{C_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_q} \end{bmatrix}, E_r = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C_r = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (34)$$

이고, 여기서 R_d , L_d , L_q 와 C_r 는 고정자 저항, 자기인력던스, 파도 인덕턴스, 필터 캐리시터이다. ω_r 는 동기각속도이다.

컨버터 제어와 같은 방법으로 다변수 상태궤환제어와 전향제어를 도입하면,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ad} \\ \dot{i}_{aq} \end{bmatrix} = K_1 \begin{bmatrix} i_{ad} \\ i_{aq} \end{bmatrix} + K_2 \begin{bmatrix} \int_0^t (i_{ad} - i_{rd}) dt \\ \int_0^t (i_{aq} - i_{rq}) dt \end{bmatrix} + K_H \begin{bmatrix} e_{ad} \\ e_{aq} \end{bmatrix} \quad (35)$$

이 된다.

PWM CSI의 전류제어 블럭도가 그림 4에 보인다. 전압, 전류제어는 모두 동기좌표계상에서 수행된다.

3.3 변조지수 제어

부하에 따라 인버터의 변조지수가 일정하게 유지되도록 직류링크를 제어하면 인버터의 손실을 감소시킬 수 있다. 기준 변조지수 m^* 을 설정하고 기준 공간전류벡터의 크기로부터 변조지수 m 을 다음과 같이 계산하여 궤환한다.

$$m_i = \sqrt{i_{dnew}^2 + i_{qnew}^2} / I_{dc} \quad (36)$$

이 변조지수 제어기의 출력이 I_{dc}^* 가 된다.

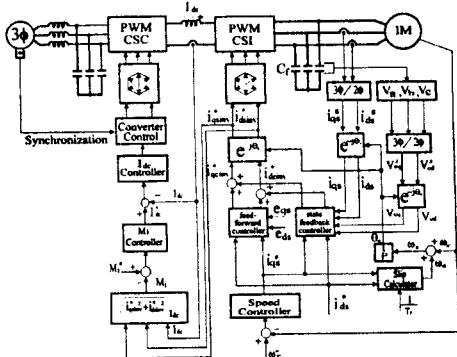


그림 4. PWM CSC 구동 유도전동기의 제어 блок도.

4. 시뮬레이션

시뮬레이션을 위해 선정된 시스템의 사양은 다음과 같다. 전버터는 3상, 220V, $C=10\mu F$, $L=6.6mH$, $L_{dc}=20mH$ 이고, 인버터의 필터 캐파시터 $20\mu F$ 이다. 유도전동기는 3상, 220V, 10HP, $R_s=0.15\Omega$, $R_d=0.17\Omega$, $L_s=L_d=0.035mH$, $L_m=0.038mH$ 로 선정하였다. 시스템의 스위칭 주파수는 5kHz이다.

그림 5는 PWM CSC의 정상상태 특성을 보인다. 위로부터 전원 전압, 전원전류, 캐파시터 전압, 캐파시터 전류, 직류출력전압 파형을 나타내며, (a)는 무부하, (b)는 전부하의 경우이다. 그림 6은 전버터의 전원전류와 전원전압을 나타내며, 위상이 일치하므로 역을 1제어가 이루어짐을 알 수 있다. 그림 7은 1200[rpm]운전시, 위로부터 인버터 출력전류, 전동기 입력전류, 캐파시터 전류, 캐파시터 전압, 캐파시터 전압 기준치, 인버터 입력전압 파형을 나타내며, (a)는 무부하, (b)는 전부하의 경우이다. 그림 8은 과도응답을 나타낸다. (a)는 900[rpm]으로 운전중 1/2부하가 가해졌을 경우이고, (b)는 무부하로 기동하여 600[rpm]으로 운전중에 $t=0.8[sec]$ 에서 기준속도를 1200[rpm]으로 변화했을 경우의 과도응답을 보인다. 위로부터 속도[rpm], 토크[Nm], q-축 전류, d-축 전류, q-축 회전자속[Wb], d-축 회전자속[Wb], 그리고 직류링크 전류와 인버터 기준전류 크기를 나타낸다.

그림에서 보이는 바와 같이 벡터제어가 원활히 수행됨을 알 수 있다. 즉, 토크가 q-축 전류와 d-축 자속에 비례하여 제어된다. 그리고 변조지수제어를 행함으로써 I_d 에 다소 지연이 나타나지만, 과도상태의 특성에 크게 영향을 미치지 않기 때문에 정상상태에서의 장점을 고려하면 이 제어법을 적용하는 것이 바람직하다고 사료된다.

5. 결론

본 논문에서는 유도전동기 벡터 구동을 위한 PWM CSC-CSI 시스템의 고성능 제어 기법을 제시하고, 시뮬레이션을 통해 그 타당성을 입증하였다. PWM CSC에 단변수 상태제한제어를 적용하여 정상상태 및 과도상태시 더욱 빠른 응답특성을 얻었으며, 전원역률을 1제어가 가능하였고, 전원전류가 정현적으로 제어되었다. 그리고, 인버터 출력단의 공진을 제거하기 위해 전압제어 및 전류제어에 상태제한제어를 적용하여 우수한 벡터제어 특성을 얻었다. 그리고, 전류리피플과 인버터 손실 감소를 위한 인버터의 변조지수제어를 가능하게 하였다. 그 동안 GTO가 이러한 형태의 전력변환 시스템에 사용되어 주로 페터 PWM이 사용되어 왔으나, IGBT의 용량증가로 인해 대용량 전류형 시스템에 순시 공간 전류벡터 PWM 제어가 가능하며 기존의 V/F 제어가 아닌 벡터제어를 적용할 수 있음을 보였다.

앞으로, 이러한 PWM CSC-CSI 시스템은 엘리베이터, 밀가공, 전철 등에 적용 가능하다고 사료된다.

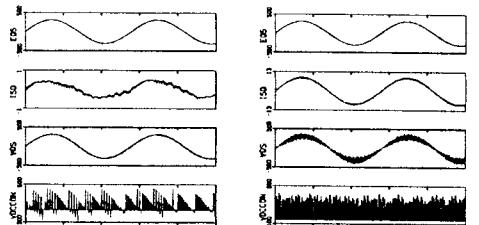


그림 5. PWM CSC의 정상상태 특성.

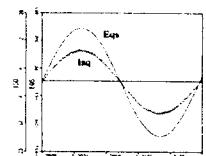


그림 6. 역을 1 제어.

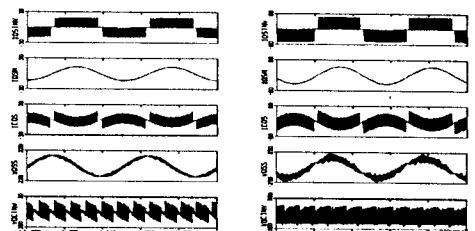


그림 7. 1200[rpm]에서의 정상상태 특성

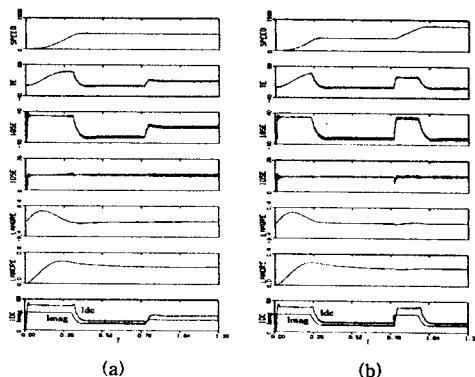


그림 8. 과도 응답

참고문헌

- [1] M. Hombu, S. Ueda, and Y. Matsuda, "A New Current Source GTO Inverter with Sinusoidal Output Voltage and Current," *IEEE Trans. on IA*, vol. 21, no. 5, pp. 1192-1198, 1985.
- [2] S. Fukuda, Y. Iwaji and T. Aoyama, "Modelling and Control of Sinusoidal PWM Rectifiers," *EPE proc.*, pp. 115-120, 1993.
- [3] Dong-Choon Lee, Seung-Ki Sul and Min-Ho Park, "High Performance Current Regulator for a Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive," *IEEE Trans. on IA*, vol. 30, no. 5, pp. 1247-1257, 1994.
- [4] John J. D'Azzo and Constantine H. Houpis, *Linear Control System Analysis & Design*, McGraw-Hill, 1988.
- [5] Dong-Choon Lee and Dong-Hee Kim, "Vector control of Induction Motor Drive Fed by Voltage-Regulated CSI Using Space Vector PWM," *ICPE Proc.*, pp. 792~797, 1995.