

시지연과 SVPWM 영향이 고려된 새로운 제어 모델에 의한 3상 전압원 PWM 컨버터의 전류 제어

閔 桐 基, 安 聖 贊, 玄 東 石

Current Control of a Three-Phase PWM Converter Based on a New Control Model with a Time Delay and SVPWM Effects

Dong-Ki Min, Sung-Chan Ahn, Dong-Seok Hyun

요 약

3상 PWM 컨버터의 디지털 전류제어기 디자인에 있어서 보편적인 방법은 이산화된 값을 사용한다. 그러나 이 같은 시스템은 SVPWM의 특성과 시지연을 고려하지 않았기 때문에 에러를 갖는다. 본 논문은 이와 같은 문제점을 고려한 3상 PWM 컨버터의 새 좌표축 모델을 제시하였으며, 새 모델에 근거한 시지연 보상을 위한 별도의 알고리즘이 필요 없는 직접 디지털 전류제어기를 설계하였다. 또한 제안된 전류제어기를 위한 인덕턴스 불일치 문제를 간단한 알고리즘을 사용하여 보상하였다. 제안된 알고리즘의 타당성을 시뮬레이션과 실험을 통하여 입증하였다.

ABSTRACT

In design of a digital current controller for a 3 ϕ PWM converter, its conventional model is used in obtaining its discretized version. But, it has errors since the characteristics of SVPWM and time delay are not taken into consideration. In this paper, the new reference frame model of a 3 ϕ PWM converter is proposed considering these problems. Also, the direct digital current controller based on this model is designed without any extra algorithm. A simple tuning algorithm for the proposed current controller is given to compensate the inductance mismatch problem. Then simulation and experimental results show the validity of the algorithm.

Key Words : PWM converter, Current control, Space vector modulation, Sampling

1. 서 론

고성능 AC 전동기 구동 시스템으로 3상 PWM 컨버터를 사용하게 되면 입력 전류의 정현적 제어 및 입력 역률의 제어가 가능하고 부하 변동에 대한 직류링크 전압의 과도 특성이 개선되며 부하측의 잉여 전력을 전원측으로 회생시킬 수 있는 장점이 있다.^[1-2] 이와 같은 장점을 얻기 위해서는 주어진 시스템에 대한 분석 및 정확한 제어기의 설계가 필요하다. 본 논문에서는 3상 PWM 컨버터의 모델링과 전류제어기 설계에 있어서 간과하기 쉬운 문제점 - 공간 벡터 이론에 근거한 PWM의 특성 및 아날로그 신호의 샘플링과 연산지연 - 에 대해서 논의하였다. 전압원 인버터나 컨버터 시스템에 있어서 PWM 전압은 기본과 성분으로

만 근사되기 때문에 스위칭 주파수의 감소에 따라 에러가 증가하게 된다. 또한 디지털 제어 시스템에 있어서는 A/D 변환에 의한 시지연 및 연산지연이 있게 된다. 고전적인 예측 전류제어기에 있어서 연산지연은 정상상태 에러 및 과도응답 특성 저하를 가져온다. 최근의 논문 중 O. Kukrer는 샘플링과 시스템에 적용되는 인버터 전압 사이에 시지연을 가지는 3상 전압원 PWM 인버터의 이산 시간 전류제어기를 논의하였으며, 이 시지연의 영향을 제거할 수 있는 예측 제어 알고리즘을 사용한 수정된 제어기법을 제시하였다.^[3] 그러나 시지연 문제는 시스템의 모델링 상에 고려되어야 하고 제어기는 간단해야만 한다.

본 논문에서는 공간 전압 벡터 이론에 의한 PWM 전압의 분석과 샘플링 및 연산에 의한 시지연을 고려

한 3상 PWM 컨버터의 새로운 모델을 제시하였으며, 제안한 새로운 모델에 근거하여 정상상태 에러가 없으며 최적의 과도응답 특성을 가지도록 직접 디지털 전류제어기를 설계하였다. 직접 디지털 전류제어기는 시지연을 갖는 연속영역 시스템의 샘플링된 수식을 직접 얻을 수 있기 때문에, 시지연을 갖는 시스템의 분석 및 제어를 용이하게 해준다.

한편, 3상 PWM 컨버터 시스템에 있어서 입력 인덕턴스는 컨버터 시스템의 주파수가 변하지 않으므로 거의 일정하다. 그러나 입력 인덕턴스의 정확한 값을 안다는 것은 어렵기 때문에 제어기 상에서의 입력 인덕턴스 값은 실제와 다를 수 있다. 이와 같은 입력 인덕턴스의 불일치는 시스템의 정상상태와 과도상태 특성을 나쁘게 만든다. 본 논문에서는 이와 같은 문제점의 해결을 위해, 제안된 디지털 전류제어기로 제어되는 시스템상에서 입력 인덕턴스 불일치의 영향을 분석한 후에 매우 간단한 입력 인덕턴스 불일치 보상 알고리즘을 제시하였다. 본 논문에서 제시한 직접 디지털 전류제어기의 타당성과 입력 인덕턴스 불일치 보상 알고리즘을 시뮬레이션과 실험으로 입증하였다.

2. 3상 전압원 PWM 컨버터의 모델링

2.1 3상 전압원 PWM 컨버터의 모델링

그림 1은 3상 전압원 PWM 컨버터의 회로도이다. 전원전압의 순시 합이 0이며 입력측에 중성선이 없고 각 상의 입력 인덕턴스 L 과 유효 저항성분 R 이 같다면 다음과 같은 방정식을 얻을 수 있다.

$$\dot{\mathbf{i}}_{abc}(t) = -\frac{R}{L} \mathbf{i}_{abc}(t) - \frac{1}{L} \mathbf{v}_{abc}(t) + \frac{1}{L} \mathbf{e}_{abc}(t) \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{abc} &= \mathbf{v}_{abcn} + v_{no} \mathbf{I}_3 = v_{DC} \mathbf{s}_{abc} - \frac{v_{DC}}{3} \mathbf{s}_{abc} \\ &= \frac{v_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{s}_{abc} \end{aligned} \quad (2)$$

$$i_{DC} = \mathbf{s}_{abc}^T \mathbf{i}_{abc} \quad (3)$$

$$v_{DC} = \frac{1}{C} (i_{DC} - i_L) \quad (4)$$

여기서 $\mathbf{x}_{abc}^T = [x_a \ x_b \ x_c]$, $\mathbf{x} \in \{\mathbf{i}, \mathbf{v}, \mathbf{e}, \mathbf{s}\}$

\mathbf{i} : 입력전류 벡터, \mathbf{v} : 컨버터전압 벡터
 \mathbf{e} : 전원전압 벡터, \mathbf{s} : 스위칭함수 벡터
 \mathbf{I}_3 : 3×3 단위행렬, i_{DC} : 컨버터 출력전류

v_{DC} : 직류링크 전압, i_L : 부하 전류

스위칭 함수 s_x 는 한 암의 상단 스위치나 역병렬 다이오드가 도통된 상태의 경우 1의 값을 가지며 그 반대의 경우 0의 값을 갖는다.

$$s_x = \begin{cases} 1, & v_{km} = v_{DC} \text{ 일 경우} \\ 0, & v_{km} = 0 \text{ 일 경우} \end{cases} \quad (5)$$

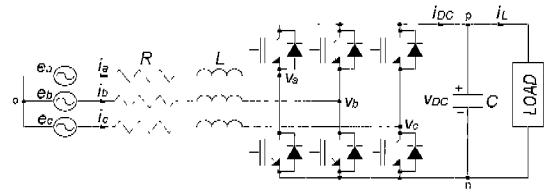


그림 1 3상 전압원 PWM 컨버터의 회로도
 Fig. 1 Circuit diagram of a 3-phase VS PWM converter

2.2 고정좌표축 모델

3상 변수의 순시 합이 0인 경우 시스템 변수는 식 (6)을 사용하여 고정좌표축상의 값으로 변환될 수 있다.^[4] 그러므로 식 (1)은 식 (7)로 변환되어 진다.

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \mathbf{x}_{abc} \quad (6)$$

$$\dot{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}(t) = \mathbf{A}_s \mathbf{i}_{\alpha\beta}(t) + \mathbf{B} \mathbf{v}_{\alpha\beta}(t) - \mathbf{B} \mathbf{e}_{\alpha\beta}(t) \quad (7)$$

여기서 $\mathbf{A}_s = -(R/L) \mathbf{I}_2$, $\mathbf{B} = -\mathbf{I}_2/L$
 \mathbf{I}_2 는 2×2 단위행렬

2.3 동기좌표축 모델

고정좌표축상의 변수들은 식 (8)을 사용하여 동기좌표축상의 값으로 변환되어질 수 있다.

$$\mathbf{x}_{dq} = \mathbf{C}^{-1}(\theta) \mathbf{x}_{\alpha\beta} \quad (8)$$

여기서 $\mathbf{C}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$

θ 는 α 축과 d 축 사이의 각

식 (6)의 3상 변수들이 정현 대칭이라면 식 (8)의 변수들은 상수가 된다. 회전좌표축상의 d 축 값을 입력 전압 벡터에 일치시키면 입력전압의 q 축 성분은 0이 되며 \mathbf{e}_{dq} 는 상수가 된다. 식 (8)을 사용하여 식 (7)을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\dot{i}_{dq}(t) = A_e i_{dq}(t) + B v_{dq}(t) - B e_{dq}(t) \quad (9)$$

여기서 $A_e = \begin{bmatrix} -R/L & \omega \\ -\omega & -R/L \end{bmatrix}$

ω 는 전원전압 각속도

3. 제안한 모델

3.1 신호의 특징

직접 디지털 제어기 설계에 있어서는^[5] 제어주기 T 동안 일정한 제어입력을 갖는다는 가정 하에 연속 시간 모델을 이산화 한다. 그러나 3상 전압원 PWM 컨버터에 있어서 전류제어기가 식 (9)와 같이 설계되면 이와 같은 가정을 만족시키지 못한다. 우선 식 (7)의 고정좌표축상에서 정현적인 전원전압 벡터 $e_{\alpha\beta}$ 는 전류제어 주기 T 동안 상수가 아니다. 그러나 식 (9)의 동기좌표축상에서의 전원전압 벡터 e_{dq} 는 상수이다. 한편, 컨버터 전압 $v_{\alpha\beta}$ 는 PWM 형태를 가진다. 컨버터 전압이 SVPWM에 의해 변환되었다면 이것은 두 개의 인접벡터 v_a 와 v_b 에 의해 합성되며 스위칭 주기 T 동안의 평균치인 지령전압 벡터 $v_{\alpha\beta}^*$ 와 같다.^[6] 그러므로 결과적인 전압은 지령전압과 같게 되며 이것은 그림 2 (a)처럼 스위칭 주기 T 동안 일정하다. 직류링크 전압에 의해 정규화된 컨버터 전압의 $\alpha\beta$ 성분은 그림 2 (b) 처럼 고정좌표축상에서 구간 일정하다. 공간 전압 벡터상에서의 궤적은 그림 2 (c)와 같다. 동기좌표축상에서 컨버터 전압의 dq 축 성분은 그림 2 (d)와 같이 구간 일정하지 않다. 그러므로 3상 PWM 컨버터의 고정좌표축 모델에 있어서 실제 컨버터 전압은 구간 일정하게 근사될 수 있지만 동기좌표축상에서는 구간 일정하지 않다. 이것은 전원 전압과 반대가 된다.

$$\begin{aligned} \langle v_{\alpha\beta} \rangle_T &= \frac{1}{T} \int_T v_{\alpha\beta}(t) dt \\ &= \frac{1}{T} (T_a v_a + T_b v_b) = v_{\alpha\beta}^* \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 T_a, T_b 는 각각 v_a, v_b 의 on 시간

3.2 샘플링과 연산지연

모든 디지털제어 시스템에 있어서 샘플링과 연산의 과정은 시지연을 갖게된다.^[7] 이와 같은 피할 수 없는 지연은 시스템 모델링에 반영되어야 한다. 기존 전압 벡터를 만드는데 필요한 모든 신호들은 동시에 샘플링

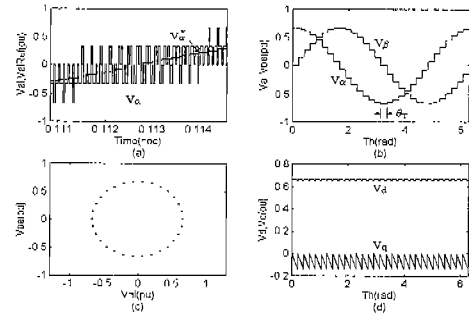


그림 2 SVPWM 에 의해 변조된 컨버터 전압($\theta_T = 2\pi/30$)
Fig. 2 Converter voltage modulated by SVPWM

되어 A/D 변환되어 진 후 각 상당 도통 시간이 계산 되어 진다. SVPWM의 경우에 있어서 스위칭 주파수는 일정하다. 따라서 각 상당 게이팅 신호는 주기적이며 동기적으로 점호되어 진다. 보편적인 시스템에 있어서 샘플링, A/D변환, 연산 및 게이팅 신호 발생에는 하나 이상의 스위칭 주기가 필요하게 된다.

3.3 제안한 모델

3상 전압원 PWM 컨버터의 연속시간 모델로부터 정확한 이산시간 모델을 얻기 위해 필요한 디지털 제어 시스템의 신호특성 및 시지연을 위의 두 단원에서 논의하였다. 본 단원에서는 이와 같은 것을 고려한 새로운 모델을 유도하였다. 우선 컨버터 전압이 한 단위 시지연을 갖는 시스템의 고정좌표축 모델은 식 (11)과 같이 쓸 수 있다.

$$\dot{i}_{\alpha\beta}(t) = A_s i_{\alpha\beta}(t) + B v_{\alpha\beta}(t-T) - B e_{\alpha\beta}(t) \quad (11)$$

이 모델에서 컨버터 전압은 구간 일정하지만 전원 전압은 그렇지 않으므로 식 (11)로 부터 구한 이산치 모델은 에러를 갖게 된다. 그러므로 전원전압을 구간 일정하게 표현하기 위해서는 동기좌표축상의 값으로 표현하여야 한다. 따라서 식 (11)을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\dot{i}_{dq}(t) = A_e i_{dq}(t) + BC^{-1}(\theta) v_{\alpha\beta}(t-T) - B e_{dq} \quad (12)$$

식 (12)에서 입력전류와 전원전압은 동기좌표축으로 표현되어 지며 컨버터 전압은 고정좌표축으로 표현되어 진다. 본 논문에서 제시한 새로운 모델은 두 개의 축을 동시에 가지고 있다. 또한 모든 신호들은 제어 주기 T 동안 일정하므로 이 모델은 어떠한 에러 없이

이산화 되어 질 수 있다.

4. 직접 디지털 전류제어기 설계

4.1 제안한 모델의 이산화

식 (12)의 완전해로부터 $k+1$ 단계의 전류벡터를 구하면 식 (13)과 같다.

$$\begin{aligned} i_{dq}(kT+T) &= e^{A_e T} i_{dq}(kT) \\ &+ \left(\int_0^T e^{A_e \tau} C^{-1}(\omega(kT+T-\tau)) B d\tau \right) \\ &\times v_{ab}(kT-T) - \left(\int_0^T e^{A_e \tau} B d\tau \right) e_{dq}(kT) \\ &= A_{ed} i_{dq}(kT) + \widehat{B}_d v_{dq}(kT-T) - B_d e_{dq} \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 $A_{ed} = e^{A_e T}$, $B_d = \int_0^T e^{A_e \tau} B d\tau$

$$\widehat{B}_d = \left(\int_0^T e^{A_e \tau} C(\omega \tau) B d\tau \right) C^{-1}(2\omega T)$$

식 (13)에서 $C^{-1}(\omega T+T)$ 와 $v_{ab}(kT-T)$ 는 시간의 함수가 아니므로 적분연산자 밖으로 나올 수 있으며 A_{ed} 와 B_d 는 MATLAB과 같은 수치해석 도구를 사용하여 쉽게 구할 수 있으나, \widehat{B}_d 는 그렇지 못하다. 그러나 식 (14)와 같이 근사할 수 있다.

$$\begin{aligned} \widehat{B}_d &\approx \left(\int_0^T e^{A_e \tau} B d\tau \right) C \left(\frac{\omega T}{2} \right) C^{-1}(2\omega T) \\ &= B_d C^{-1} \left(\frac{3\omega T}{2} \right) \end{aligned} \quad (14)$$

4.2 제어 구조

디지털 전류제어기는 식 (15)와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} v_{dq}^*(kT) &= L_1 i_{dq}(kT) + L_2 i_{dq}(kT-T) \\ &+ M_1 i_{dq}^*(kT) + N_1 e_{dq}(kT) \end{aligned} \quad (15)$$

여기서 L_1, L_2, M_1, N_1 은 2×2 이득행렬

이득행렬은 대각행렬이 아니므로 동기좌표축의 dq 축 간에 간섭항이 존재하며 이 간섭항은 보상되어야 한다. 식 (15)를 식 (13)에 대입하고 행렬 \widehat{X} 를 $\widehat{X} = \widehat{B}_d X, X \in \{I, V, E\}$ 로 정의하여 정리하면 식 (16)과 같다.

$$\begin{aligned} i_{dq}(kT+T) &= A_{ed} i_{dq}(kT) + \widehat{L}_1 i_{dq}(kT-T) \\ &+ \widehat{L}_2 i_{dq}(kT-2T) + \widehat{M}_1 i_{dq}^*(kT-T) \\ &+ \widehat{N}_1 e_{dq}(kT-T) + B_d e_{dq}(kT) \end{aligned} \quad (16)$$

4.3 정상상태 에러 제거

전류벡터 i_{dq} 가 그 지령벡터 i_{dq}^* 를 잘 추종한다면 다음의 정상상태 방정식을 구할 수 있다.

$$(I_2 - A_{ed} - \widehat{L}_1 - \widehat{L}_2 - \widehat{M}_1) i_{dq}^* = (\widehat{N}_1 - B_d) e_{dq} \quad (17)$$

입력 전류제어에 있어서 정상상태 에러가 0이기 위해서는 다음의 두 조건을 만족해야 한다.

$$\widehat{M}_1 = I_2 - A_{ed} - \widehat{L}_1 - \widehat{L}_2 \quad (18)$$

$$\widehat{N}_1 = B_d \quad (19)$$

전원전압 e_{dq} 는 시간의 함수가 아니며, 식 (19)의 조건에서 전원전압이 전류제어에 영향을 주지 못한다는 것을 알 수 있다.

4.4 비간섭 상태 제어

비간섭 상태를 유도하기 위해 전달함수 행렬 $T(z)$ 이 필요하며 이것은 식 (16)의 z 변환에서 얻을 수 있다.

$$I_{dq}(z) = T(z) I_{dq}^*(z) = P^{-1}(z) \widehat{M}_1 I_{dq}^*(z) \quad (20)$$

$$\text{여기서 } P(z) = z^2 I_2 - z A_{ed} - \widehat{L}_1 - z^{-1} \widehat{L}_2$$

전달함수 행렬은 식 (21)과 같이 주어진다. 비간섭 제어를 위해서는 전달함수 행렬 $T(z)$ 의 비 대각항이 식 (22)처럼 0이 되어야 한다.

$$\begin{aligned} T(z) &= P^{-1}(z) \widehat{M}_1 \\ &= \frac{1}{\det P(z)} \begin{bmatrix} p_{22}(z) & -p_{12}(z) \\ -p_{21}(z) & p_{11}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{m}_{11} & \widehat{m}_{12} \\ \widehat{m}_{21} & \widehat{m}_{22} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (21)$$

여기서 p_{ij} 와 \widehat{m}_{ij} 는 $P(z)$ 와 \widehat{M}_1 의 원소

식 (22)의 파라미터를 결정하는데는 많은 방법이 있을 수 있지만, \widehat{M}_1 의 비 대각항을 0으로 하고, $P(z)$ 의 비 대각항은 \widehat{L}_1 와 \widehat{L}_2 의 비 대각항을 식 (24)와 같이 정하여 0으로 만드는 것이 보편적인 방법이다.

$$\begin{aligned} \widehat{m}_{12}p_{22}(z) - \widehat{m}_{22}p_{12}(z) &= 0 \\ -\widehat{m}_{11}p_{21}(z) + \widehat{m}_{21}p_{11}(z) &= 0 \end{aligned} \quad (22)$$

$$\widehat{m}_{12} = \widehat{m}_{21} = 0 \quad (23)$$

식 (24)의 파라미터는 1차 Lagrange 다항방정식과 식 (18)의 정상상태 에러가 0이 되는 조건으로부터 얻어진다.^[3]

$$\hat{l}_{1,12} = -\hat{l}_{1,21} = -2a_{12}, \quad \hat{l}_{2,12} = -\hat{l}_{2,21} = a_{12} \quad (24)$$

여기서 a_{ij} 는 A_{ed} 의 원소

4.5 극점 배치

입력 전류 d 축 성분의 전달함수는 전류제어가 비간섭되어 진다면 간단해 진다.

$$\begin{aligned} \frac{I_d(z)}{I_d^*(z)} &= \frac{\widehat{m}_{11}p_{22}(z) - \widehat{m}_{21}p_{12}(z)}{\det P(z)} \approx \frac{\widehat{m}_{11}}{p_{11}(z)} \\ &= \frac{\widehat{m}_{11}z}{z^3 - a_{11}z^2 - \hat{l}_{1,11}z - \hat{l}_{2,11}} \end{aligned} \quad (25)$$

이 전달함수는 3차이기 때문에 z 영역에서 3개의 극점이 있고 그 값은 파라미터 $\hat{l}_{1,11}$ 과 $\hat{l}_{2,11}$ 에 의해서 정해지며, $\hat{l}_{1,11}$ 과 $\hat{l}_{2,11}$ 의 합은 시스템의 시상수와 전류제어 주기 T 의 함수인 a_{11} 으로 이미 정해져 있다. 극점은 가중 절대 편차 적분(ITAE : Integral of time multiplied by the absolute value of error)에 의해 최적화된 연속시간 3차 시스템으로부터 정해진다.

$$T_{ITAE}(s) = \frac{\omega_n^3}{s^3 + 1.75\omega_n s^2 + 2.15\omega_n^2 s + \omega_n^3} \quad (26)$$

여기서 ω_n 은 고유 주파수

ω_n 은 식 (26)의 s 영역에서의 극점과 z 영역에서의 극점이 일치 되도록 정한다. 그림 3은 ω_n 에 따르는 극점 합의 곡선이다. 실험에 사용된 시스템 파라미터로부터 ω_n 은 극점의 합이 1일때의 값인 5.2e3 rad/sec로 정해진다. 식 (26)의 최적 극점과 이것과 일치하는 z 영역에서의 극점은 $z = e^{sT}$ 를 사용하여 구한다. 그러므로 식 (25)의 파라미터는 식 (27), 식 (28)과 같이 결정된다.

$$\hat{l}_{1,11} = \hat{l}_{1,22} = -(z_1 z_2 + z_2 z_3 + z_3 z_1) \quad (27)$$

$$\hat{l}_{2,11} = \hat{l}_{2,22} = z_1 z_2 z_3 \quad (28)$$

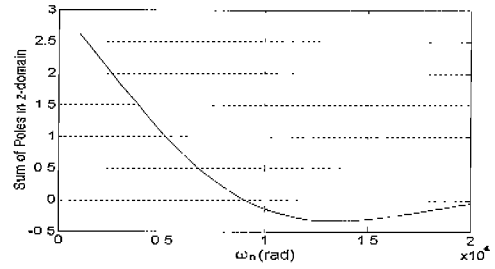


그림 3 주파수에 따르는 최적 극점
Fig. 3 Matching the Optimal Poles

또한 \widehat{M}_1 의 대각항은 식 (18)의 정상상태 에러가 0인 경우로부터 구해진다. 결론적으로 모든 이득 행렬의 값은 정상상태 에러가 0이여 비간섭의 조건으로부터 구해진다.

5. 입력 인덕턴스 불일치의 보상

5.1 입력 인덕턴스 불일치의 영향

위쪽 바(upper bar)를 사용하여 시스템 변수를 표현하면 시스템의 미분 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} i_{dq}(kT+T) &= \overline{A}_{ed}i_{dq}(kT) + \widehat{\overline{B}}_d v_{dq}^*(kT-T) \\ &\quad - \overline{B}_d e_{dq}(kT) \end{aligned} \quad (29)$$

여기서

$$\begin{aligned} \overline{A}_{ed} &= e^{\lambda_e T} \approx I_2 + \overline{A}_e T = \begin{bmatrix} 1 - \frac{RT}{L} & \omega T \\ -\omega T & 1 - \frac{RT}{L} \end{bmatrix} \\ \overline{B}_d &= \int_0^T e^{\overline{A}_e \tau} \overline{B} d\tau \approx -\frac{T}{L} I_2, \\ \widehat{\overline{B}}_d &\approx \overline{B}_d C^{-1} \left(\frac{3\omega T}{2} \right) \end{aligned}$$

식 (15)의 제안한 전류제어기를 식 (29)의 시스템 방정식에 대입하고, 식 (20)처럼 정리하면 다음과 같은 정상 상태 응답이 얻어진다.

$$I_{dq} = \frac{\widehat{m}_{11}}{A} \begin{bmatrix} \gamma_{11} & \gamma_{12} \\ \gamma_{21} & \gamma_{22} \end{bmatrix} I_{dq}^* \quad (30)$$

여기서

$$\gamma_{11} = \frac{\overline{L}}{L} (1 - a_{11}) - \hat{l}_{1,11} - \hat{l}_{2,11}$$

$$\gamma_{12} = \left(\frac{\overline{L}}{L} - 1 \right) a_{12}$$

$$\gamma_{21} = -\left(\frac{\overline{L}}{L} - 1 \right) a_{12}$$

$$\gamma_{22} = \frac{\bar{L}}{L}(1 - a_{11}) - \hat{\lambda}_{1,11} - \hat{\lambda}_{2,11}$$

$$A = \left\{ \frac{\bar{L}}{L}(1 - a_{11}) - \hat{\lambda}_{1,11} - \hat{\lambda}_{2,11} \right\}^2 + \left(\frac{\bar{L}}{L} - 1 \right)^2 a_{12}^2$$

제어기와 시스템에서의 입력 인덕턴스 불일치는 정상상태 에러를 발생시키며 식 (30)에서 보는 바와 같이 q축 성분에 집중된다. 이것은 단위역률 제어가 될 수 없음을 의미한다.

5.2 입력 인덕턴스 불일치 보상 알고리즘의 원리

위의 단원에서 언급했던 것처럼 입력 인덕턴스의 불일치에 기인하는 정상상태 에러는 q축 성분에 주로 나타난다. 그러므로 입력 인덕턴스의 불일치를 보상하기 위한 이득을 a라 하면 a는 q축 성분의 에러항으로 부터 얻어진다. 다음과 같은 수정된 전류제어기를 고려해 보자.

$$v_{dq}^*(kT) = a[L_1 i_{dq}^*(kT) + L_2 i_{dq}^*(kT - T) + M_1 i_{dq}^*(kT)] + N_1 e_{dq}(kT) \quad (31)$$

식 (31)의 수정된 제어기를 식 (29)에 대입하면 식 (32)와 같은 정상상태 응답을 갖는 시스템을 얻는다.

$$I_{dq} = \frac{\hat{m}_{11}}{A} \begin{bmatrix} \delta_{11} & \delta_{12} \\ \delta_{21} & \delta_{22} \end{bmatrix} I_{dq}^* \quad (32)$$

여기서

$$\delta_{11} = \frac{1}{a} \frac{\bar{L}}{L}(1 - a_{11}) - \hat{\lambda}_{1,11} - \hat{\lambda}_{2,11}$$

$$\delta_{12} = \left(\frac{1}{a} \frac{\bar{L}}{L} - 1 \right) a_{12}$$

$$\delta_{21} = - \left(\frac{1}{a} \frac{\bar{L}}{L} - 1 \right) a_{12}$$

$$\delta_{22} = \frac{1}{a} \frac{\bar{L}}{L}(1 - a_{11}) - \hat{\lambda}_{1,11} - \hat{\lambda}_{2,11}$$

$$A = \left\{ \frac{1}{a} \frac{\bar{L}}{L}(1 - a_{11}) - \hat{\lambda}_{1,11} - \hat{\lambda}_{2,11} \right\}^2 + \left(\frac{1}{a} \frac{\bar{L}}{L} - 1 \right)^2 a_{12}^2$$

보상이득 a가 \bar{L}/L 의 비에 수렴한다면 정상상태 에러가 없는 전류제어기를 설계할 수 있다.

6. 시뮬레이션 및 실험결과

3상 전압원 PWM 컨버터 제어에 있어서 시지연의 영향이 없으며 입력 인덕턴스 불일치 보상 알고리즘을 갖는 제안한 직접 디지털 전류제어기의 타당성을 시뮬

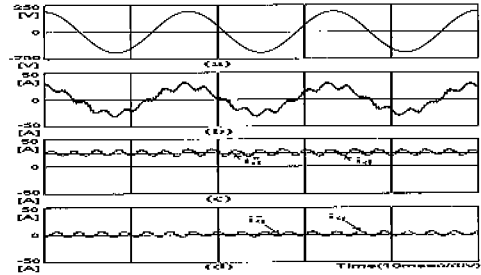


그림 4 예측 전류제어기 시뮬레이션 파형
(a) e_a (b) i_a (c) i_d^{*}, i_d (d) i_q^{*}, i_q
Fig. 4 Simulation waveforms in the predictive current controller

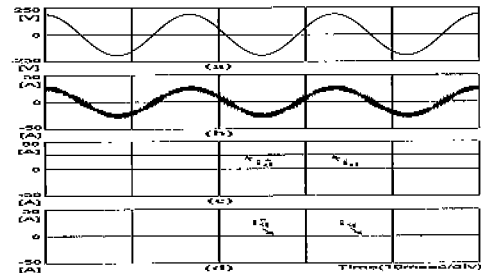


그림 5 직접 디지털 전류제어기 시뮬레이션 파형
(a) e_a (b) i_a (c) i_d^{*}, i_d (d) i_q^{*}, i_q
Fig. 5 Simulation waveforms in the direct digital current controller

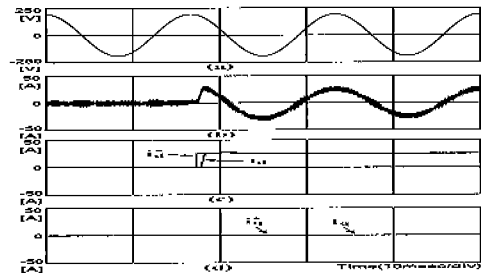


그림 6 직접 디지털 전류제어기 과도상태 시뮬레이션 파형
(a) e_a (b) i_a (c) i_d^{*}, i_d (d) i_q^{*}, i_q
Fig. 6 Simulation waveforms in transient state for the direct digital current controller.

레이션 및 실험을 통하여 증명하였다. 입력 인덕턴스는 1.2mH, 직류링크 커패시터는 2300uF, 입력 선간 전압은 235V이고 직류링크 전압은 400V이다. 그림 4는 동기좌표축상에서 설계된 시지연과 SVPWM 영향을 고려하지 않은 예측 전류제어기의 정상상태 시뮬레이션 파형이다. 그림에서 보듯이 입력전류는 많은 양의 저차고조파를 가지고 있어 정현적이지 못하며 동기좌표축의 dq축 전류도 주로 시지연의 영향 때문에 불안

정하다. 한편 그림 5의 직접 디지털 전류제어기의 경우에 있어서는 입력전류는 저차고조파 없이 정현적으로 제어 되고 있으며 동기좌표축상의 전류도 정상상태 에러 없이 잘 동작하고 있음을 보여 주고 있다. 부하를 무부하에서 7.3kw로 급변시킨 과도상태의 경우, 그림 6에서 보듯이 직접 디지털 전류제어기의 좋은 동특성을 확인 할 수 있다. 그림 7은 입력 인덕턴스 불일치의 보상 파형이다. 시스템 입력 인덕턴스를 1.2mH에서 1.5mH로 변화 시켰으며, 제어기상에서의 값은 이전 값인 1.2mH를 그대로 사용하였다. 그림 7 (a)는 \bar{L}/L 의 비로 수립하는 보상상이득, α ,를 보여주고 있다. 그림 7 (b)는 입력 인덕턴스의 불일치 때문에 나타나는 입력 전류의 q 축 성분 정상상태 에러가 α 에 따라서 지령치인 0으로 수립하는 것을 보여주고 있다. 그림 7 (c)와 그림 7 (d)는 입력전류의 d 축 성분으로 이것은 입력 인덕턴스의 불일치에 영향을 받지 않는다.

그림 8은 3상 전압원 PWM 컨버터의 구조도이며 TMS320C31 DSP가 탑재된 제어 보드를 사용하여 제안한 알고리즘을 실험하였다. 그림 9, 그림 10, 그림 11과 그림 12는 시뮬레이션 파형인 그림 4, 그림 5, 그림 6, 그림 7과 각각 일치함을 알 수 있다.

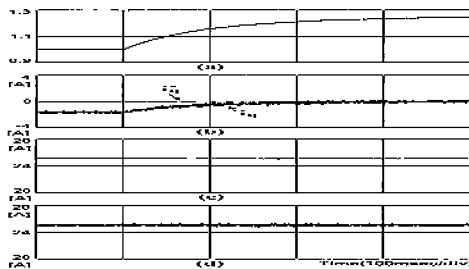


그림 7 입력 인덕턴스 불일치 보상 시뮬레이션 파형
(a) α (b) i_q^* , i_q (c) i_d^* (d) i_d

Fig. 7 Simulation waveforms in compensation for input inductance mismatch.

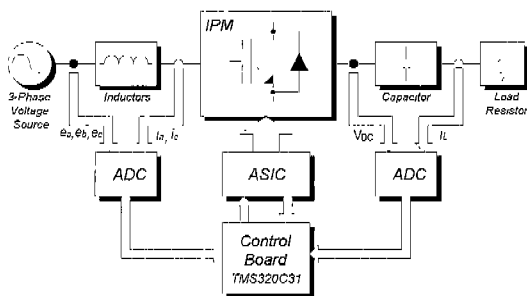


그림 8 3상 전압원 PWM 컨버터의 구조도
Fig. 8 Schematic diagram of a 3phase VS PWM Converter

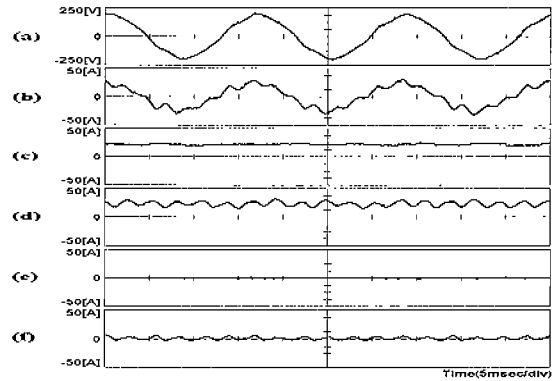


그림 9 예측 전류제어기의 실험 파형
(a) e_a (b) i_a (c) i_d^* (d) i_d (e) i_q^* (f) i_q
Fig. 9 Experimental waveforms in the predictive current controller

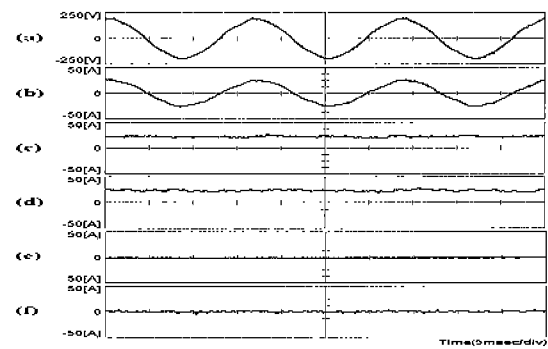


그림 10 직접 디지털 전류제어기의 실험 파형
(a) e_a (b) i_a (c) i_d^* (d) i_d (e) i_q^* (f) i_q
Fig. 10 Experimental waveforms in the direct digital current controller

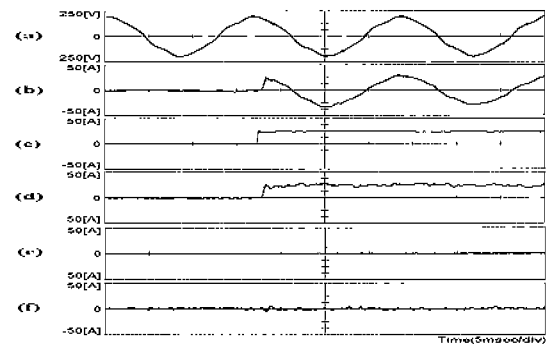


그림 11 직접 디지털 전류제어기의 과도상태 실험 파형
(a) e_a (b) i_a (c) i_d^* (d) i_d (e) i_q^* (f) i_q
Fig. 11 Experimental waveforms in transient state for the direct digital current controller.

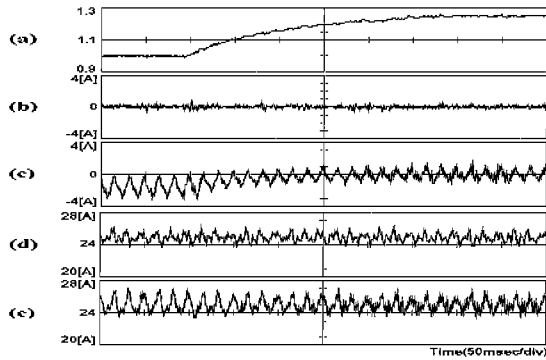


그림 12 입력 인덕턴스 불일치 보상 실험 파형
 (a) α (b) i_d^* (c) i_q^* (d) i_d (e) i_q
 Fig. 12 Experimental waveforms in compensation for input inductance mismatch.

7. 결 론

본 논문에서는 시지연을 가지는 3상 전압원 PWM 컨버터를 위한 전류제어기를 제안하였다. PWM 신호를 분석한 후 시지연을 갖는 연속치 모델을 이산화 하였으며, 이것은 합성좌표축으로 표시되었다. 이 이산화 모델로부터 직접 디지털 전류제어기가 제안되었다. 이 전류제어기의 파라미터는 정상상태 에러가 0이고 비간섭 제어조건을 만족하며 z영역에서의 극점이 ITAE criterion을 만족하는 s영역 상에서의 극점과 일치하도록 선정되었다. 전류제어기는 좋은 동특성을 가지며 기존의 다른 이산 전류제어기와는 달리 시지연을 위한 어떠한 예측 알고리즘도 가지지 않기 때문에 구조가 간단하다. 또한 제안한 전류제어기를 위한 입력 인덕턴스 불일치 문제를 간단한 보상 알고리즘을 사용하여 보상하였다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 전류제어기와 입력 인덕턴스 불일치 보상 알고리즘의 타당성을 입증하였다.

참 고 문 헌

[1] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Slemon, "A PWM AC-to-DC Converter with Fixed Switching Frequency", IEEE Trans. Industry Applications, Vol. IA-26, No. 5, pp. 880~884., 1990

[2] T. G. Habetler, "A Space Vector-Based Rectifier Regulator for AC/DC/AC Converter", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 8, No. 1, pp. 30~36, 1993
 [3] O. Kurker, "Discrete-Time Current Control of Voltage-Fed Three-Phase PWM Inverters", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 11, No. 2, pp. 260~269, 1996
 [4] M. P. Kazmierkowski and H. Tunia, "Automatic Control of Converter-fed Drives", Elsevier, 1994
 [5] F. L. Lewis, "Applied Optimal Control and Estimation", Prentice Hall Inc., 1992
 [6] H. W. Brocck, H.-C. Skudelyny, and G. V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors," IEEE Trans. Industry Applications, Vol. IA-24, No. 1, pp. 142~150., 1998.
 [7] K. J. Astrom and B. Wittenmark, "Computer-Controlled Systems", Prentice Hall Inc., 1990.

< 저 자 소 개 >



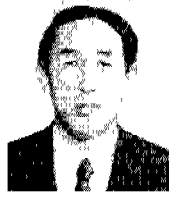
민동기(閔桐基)

1973년 2월 11일생. 1996년 한양대 전기공학과 졸업(학사). 1998년 동 대학원 졸업(석사). 현재 삼성종합기술원 정밀기계 Lab. 연구원.



안성찬(安聖贊)

1964년 8월 18일생. 1988년 한양대 전기공학과 졸업(학사). 1990년 동 대학원 졸업(석사). 1989년~1998년 효성중공업(주) 근무. 현재 동 대학원 박사과정 수료.



현동석(玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업(학사). 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1984년~1985년 미국 토레도 대학 교환교수. 1988년~1989년 원현공과대학 교환교수. 현재 한양대 공대 전기공학과 교수. 당 학회 회장.