

데드타임 보상이 적용된 PMSM 전류 제어

문 형태, 김 건수, 김 현수, 이 나영, 윤 명중
한국과학기술원 전력전자 연구실

A current control with dead time compensation for PMSM

Hyung-Tae Moon, Kun-Soo Kim, Hyun-soo Kim, Na-young Lee,
Myung-Joong Yoon
KAIST Power Electronics LAB

ABSTRACT

In this paper, a new current controller with dead time compensation for small time constant PMSM is proposed. Precise analysis on voltage distortion by dead time and device characteristics is presented. Simulation results are presented to demonstrate the validity of the proposed method.

1. 서론

고속 고효율용 PMSM은 제한된 전압으로 구동하기 위해 작은 역기전력과 큰 전류에 대해 전압 강하를 줄이기 위해 큰 단면적을 갖는 권선으로 제작되어 있다. 이때문에 인덕턴스는 작으며 권선 저항도 작다. 이러한 전동기 작은 왜곡을 갖는 제어전압이 인가 될 경우 바로 전류 왜곡으로 나타난다.

전동기의 전류제어를 위해 일반적으로 PI제어기가 널리 사용된다. 이러한 전동기에 PI 전류 제어기를 사용할 경우 인버터에 의한 전압왜곡은 전류에 고조파를 포함하게 하고 이러한 고조파 성분은 출력 토크에 리플을 발생시켜 특히 기어로 부하를 구동할 경우 시스템에 소음을 발생시키는 요인이 되며 시스템의 제어 정밀도를 떨어뜨린다.

본 논문에서는 전류 백동의 원인중 인버터에 관한 분석을 하며, 소자에 관한 전압 왜곡과 데드 타임에 의한 전압 왜곡을 분석한다. 전압 왜곡에 의한 전류 왜곡과 전류 클램핑 현상을 분석하고 이를 보상한 전류 제어기를 제안하고 가상 실험을 통해 성능을 보여준다.

2. 데드타임과 전류 클램핑

2.1 데드타임의 영향

PMSM을 부하로 갖는 3상 IGBT PWM 인버터의 전기적 회로를 그림 1에서 보이고 있다. 각상을 전류 제어할 경우 각각 스위칭 명령은 제어기의 전압 명령의 결과

로 IGBT의 Gate driver에 인가되며 이때 DC link 전압의 단락이 없어야 하므로 같은 상을 구동하는 두 IGBT는 동시에 turn-on을 시킬 수 없다. 또한 스위칭 소자의 동작 속도가 유한하므로 동시에 꺼져있는 상태가 발생한다. 이러한 기간을 dead time이라고 하며, 부하가 inductance 성분을 가지고 있을 경우 inductor의 전류는 연속성을 가져야 하므로 dead time 중에는 전류의 방향에 따라 위쪽 또는 아래의 reverse diode가 도통이 된다 [3],[7]

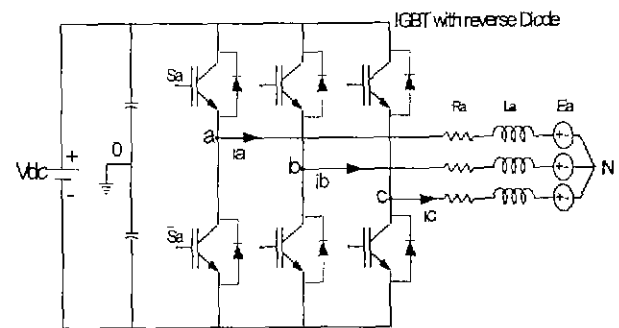


그림 1 PMSM을 부하로 갖는 PWM 인버터

FIG. 1 PWM Inverter with PMSM

이때 부하 전동기의 입력으로는 어느 diode가 켜지는가에 따라 전압이 인가된다. 이를 그림 2에서 보여주며, 이때 부하에 걸리는 전압은 소자의 도통 시 전압강하를 고려해야한다. 즉 IGBT가 켜질때는 collector와 Emitter의 turn-on전압, V_{CEON} 만큼 강하되며, diode turn-on시에는 anode와 cathod 강하량, V_{AKON} 을 더해서 고려해야한다 이때 V_{CEON} 는 일반적으로 스위칭 소자에 흐르는 전류량에 비례한다 [3],[7].

각 상에 흐르는 전류에 따른 전압의 왜곡을 보상하기 위해 전동기에 인가되는 전압의 크기와 인가되는 시간을 계산하면 다음과 같다

전류의 방향이 부하 쪽으로 들어갈 경우 ($i_a > 0$) 전압과 시간의 곱을 VT 라 하면

$$VT_{on} = (T_{d1} - T_{const}) * \left(\frac{V_{DC}}{2} - V_{CEON} \right) \quad (1)$$

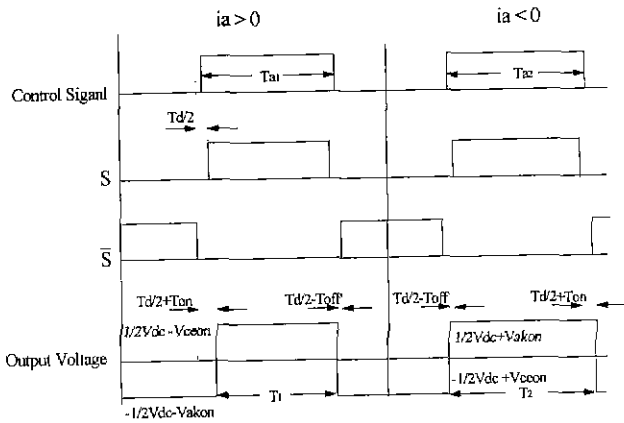


그림 2 PMSM에 인가되는 실제 전압

FIG. 2 Actual applied phase voltage to the PMSM

$$VT_{off} = (T_s - T_{a1} + T_{const}) * (-\frac{V_{DC}}{2} - V_{AKON}) \quad (2)$$

이고, 전류의 방향이 반대일 경우 ($i_a < 0$)는 다음과 같다.

$$VT_{on} = (T_{a2} + T_{const}) * (\frac{V_{DC}}{2} + V_{AKON}) \quad (3)$$

$$VT_{off} = (T_s - T_{a2} - T_{const}) * (-\frac{V_{DC}}{2} + V_{CEON}) \quad (4)$$

이때 $T_{const} = T_d + T_{on} - T_{off}$ 이고, T_s 는 스위칭 주기, T_{on} 과 T_{off} 은 각 전력 소자의 turn-on, turn-off 시간이다. 이때 각 소자들의 $T_{on} - T_{off}$ 동일하고 일정하다고 가정하고 한 제어 주기동안 전류의 방향은 변하지 않는다고 본다.

전동기의 전류 제어에 필요한 전압은 한 샘플링 주기동안의 평균 전압이고 V_{AKON} 과 V_{CEON} 을 일정하다고 하면 전류방향에 대해 turn-on 과 turn-off 의 VT를 합해 스위칭 시간으로 나누면 평균전압을 구할 수 있다^[3].

전류의 방향이 부하 쪽으로 흐를 때 ($i_a > 0$)

$$\begin{aligned} V_{a0} &= \frac{(VT_{on} + VT_{off})}{T_s} \\ &= \frac{T_{a1}}{T_s} * (V_{DC} - V_{CEON} + V_{AKON}) - (\frac{V_{DC}}{2} + V_{AKON}) \\ &\quad - \frac{T_{const}}{T_s} * (V_{DC} + V_{AKON} - V_{CEON}) \end{aligned} \quad (5)$$

이고, 전류의 방향이 부하 쪽에서 들어 올 경우 ($i_a < 0$)

$$\begin{aligned} V_{a0} &= \frac{(VT_{on} + VT_{off})}{T_s} \\ &= \frac{T_{a2}}{T_s} * (V_{DC} - V_{CEON} + V_{AKON}) - (\frac{V_{DC}}{2} - V_{CEON}) \\ &\quad + \frac{T_{const}}{T_s} * (V_{DC} + V_{AKON} - V_{CEON}) \end{aligned} \quad (6)$$

이다. 전류의 절대 값이 영 근처에서는 위의 그림 2에서 보는 바와 같이 데드타임 동안 전류 방향에 따라 전류가 영으로 가도록 전압이 인가된다. 이 성분은 전압의 왜곡 성분이며, 전류의 절대 값이 0 근처에서 전류 클램핑을 일으킨다

2.2 전류 클램핑

3상의 경우 위의 유도된 식을 전류의 방향에 대해 정리하면 다음과 같다.

$$V_{a0} = \frac{T_a}{T_s} (V_{DC} - V_{CEON} + V_{AKON}) - \frac{1}{2} (V_{AKON} - V_{CEON}) - V_i \operatorname{sgn}(i_a) \quad (7)$$

단, V_i 는 전류의 방향에 의한 전압 왜곡 성분으로서

$$V_i = [\frac{T_{const}}{T_s} * (V_{DC} + V_{AKON} - V_{CEON}) + \frac{(V_{AKON} + V_{CEON})}{2}]$$

이다. 전류 방향에 따른 전압의 왜곡은 데드 타임과 소자 고유의 특징 값에 따른다는 것을 알 수 있다.

전동기의 각상에 인가되는 전압을 구하기 위해서 전동기의 중성점과 DC link전압의 중간과의 전압차에 대해 정리하면 다음과 같다.

$$V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \quad (8)$$

$$V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \quad (9)$$

$$V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \quad (10)$$

전동기의 중성선을 접지 시키지 않으면 전동기로 들어가는 전류의 합은 0이므로

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

이다. 또 전동기의 각 상의 전기적 상수의 값이 같고 부하가 3상 대칭이면 위의 두 식에서

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$$

이 된다. 그러므로 전동기의 중성선과 가상 접지간의 전압차는 다음과 같다:

$$\begin{aligned} V_{n0} &= \frac{1}{3} \frac{(T_a + T_b + T_c)}{T_s} (V_{DC} + V_{AKON} - V_{CEON}) \\ &\quad - \frac{1}{2} (V_{AKON} - V_{CEON}) \\ &\quad - \frac{V_i}{3} [\operatorname{sgn}(i_a) + \operatorname{sgn}(i_b) + \operatorname{sgn}(i_c)]. \end{aligned} \quad (11)$$

식 (8),(9) 그리고 (10)에 식(11)을 대입하여 상에 인가되는 전압은 다음과 같이 유도할 수 있다

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{(2T_a - T_b - T_c)}{3T_s} (V_{DC} + V_{AKON} - V_{CEON}) \\ &\quad - \frac{V_i}{3} [2\operatorname{sgn}(i_a) - \operatorname{sgn}(i_b) - \operatorname{sgn}(i_c)] \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} V_{bn} &= \frac{(2T_b - T_c - T_a)}{3T_s} (V_{DC} + V_{AKON} - V_{CEON}) \\ &\quad - \frac{V_i}{3} [2\operatorname{sgn}(i_b) - \operatorname{sgn}(i_a) - \operatorname{sgn}(i_c)] \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} V_{cn} &= \frac{(2T_c - T_b - T_a)}{3T_s} (V_{DC} + V_{AKON} - V_{CEON}) \\ &\quad - \frac{V_i}{3} [2\operatorname{sgn}(i_c) - \operatorname{sgn}(i_b) - \operatorname{sgn}(i_a)]. \end{aligned} \quad (14)$$

각 상의 전압은 다른 상의 전류의 방향에 영향을 받으며 자신의 상전류가 방향을 바꿀 때는 인버터에서 고려했던 전압의 2/3 만큼 바뀔 수 있다.

전류 제어를 하는 경우 소자의 특성에 의한 왜곡전압은 전류의 크기와 온도의 함수이므로 연속적으로 변하며 시상수가 커서 전류 제어 시 큰 왜곡을 일으키지 않는다. 그러나 전류 방향에 의한 왜곡 전압은 갑자기 바뀌므로 궤환 제어로는 응답시간의 제한 때문에 왜곡을 피할 수 없다

전류 방향에 의한 왜곡 전압을 ΔV_i 라 하고 전동기를 일정

전류 방향에 의한 왜곡 전압을 ΔV 이라 하고 전동기를 일정 주파수로 동작 할 경우 왜곡전압을 Fourier series로 나타내면 다음과 같다^{[10],[2]}.

$$\Delta V_{un}(\omega t) = \frac{4V_i}{\pi} \left[\cos(\omega t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega t) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t) + \dots \right] \quad (15)$$

$$\Delta V_{vn}(\omega t) = \Delta V_{un}(\omega t - 2\frac{\pi}{3}) \quad (16)$$

$$\Delta V_{wn}(\omega t) = \Delta V_{un}(\omega t + 2\frac{\pi}{3}) \quad (17)$$

왜곡 전압을 전기 각속도 동기 축으로 dq 변환하면 다음과 같다.^[10]

$$\Delta V_d = \frac{2V_i}{\pi} \left[1 + \frac{2}{35} \cos(6\omega t) - \frac{2}{143} \cos(12\omega t) + \dots \right] \quad (18)$$

$$\Delta V_q = \frac{2V_i}{\pi} \left[\frac{12}{35} \sin(6\omega t) - \frac{24}{143} \sin(12\omega t) + \dots \right] \quad (19)$$

3. 왜곡 전압의 보상법

전동기 전류 제어에 있어서 간단하면서도 좋은 성능을 보이는 제어기는 역기전력 보상형 PI 제어기이다. 그림 3은 역기전력 보상형 PI 제어기의 개념도이다. 역기전력을 보상함으로써 dq 각상의 등가회로를 RL회로로 하여 회전자의 회전 속도와 관계없이 좋은 전류 제어특성을 보인다. 다음 식은 이런 PI 전류 제어기를 사용할 경우 위의 식(18)과 식(19)에서 보듯이 데드타임에 관한 항은 전동기의 전기 각속도의 6차 고조파를 기본으로 갖음을 볼 수 있다.

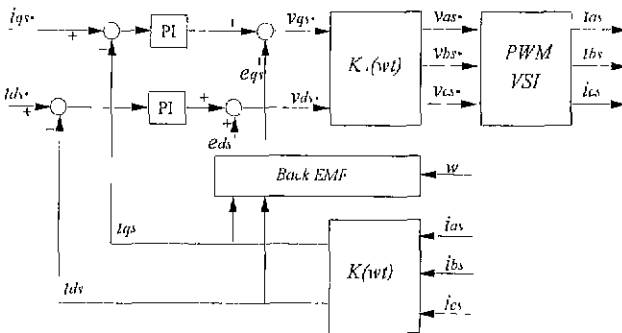


그림 3 역기전압 보상형 PI 전류제어기

FIG 3 Back EMF compensated PI current controller

데드 타임에 의한 전압왜곡은 d축 전류와 q축 전류에 맥동을 발생시킨다. 이때 전압왜곡은 전류의 방향에 따라 나타나므로 전류 맥동은 d축에 크게 영향을 주며 q축의 전류 맥동은 역기전력 성분에 의해 나타나게 된다. PI 제어기의 특성상 각축의 전류 오차를 보상하기 위해 제어 전압이 인가되는 데 이 전압은 제어기의 이득이 클수록 커지고 전류 맥동은 적어진다. d축 제어전압 맥동성분 중 6차 고조파의 성분과 d축 전류의 6차 고조파의 성분이 각 성분 중 가장 큰 비율을 차지하므로 이를 기준으로 왜곡 전압의 크기를 추정할 수 있다. d축 전류 오차와 d축 제어전압의 크기는 상보관계에 있으며 데드타임에 의한 전압왜곡이 보상이 될 경우 이 두 값은 줄어드는 것을 알 수 있다. 데드타임에 의한 전압의 보상을 위해 다음의 인덱스를 정의한다^[1].

$$H_{dead} = HI_d + HV_d \quad (20)$$

이때, HI_d 는 d축 전류 ripple의 6차 고조파의 크기, HV_d 는 d축 제어전압 ripple의 6차 고조파의 크기를 말한다. 데드타임에 의한 전압왜곡을 보상하기 위한 보상 전압을 변화하여 H_{dead} 를 최소화한다. 식(18), (19)에서 보듯이 왜곡 전압은 크기가 유한하며 적절한 값 이외에는 고조파 성분 크기가 증가하는 것을 알 수 있다.

제어 시스템이 완전 디지털인 경우 전류의 샘플링 시각에 대해 제어 전압이 인가되는 시각은 15 주기만큼 지연되므로 제어 전압이 인가 될 때의 전류 방향에 따라 보상전압을 달리 하여야 한다. 그러나 전류의 측정과 제어 전압의 계산 오차 때문에 계산적으로 전류 방향을 정확히 예측한다는 것은 매우 어려운 문제이다

본 논문에서는 PWM 신호 발생기에 전류 방향 측정기를 추가하여 스위칭 신호의 반주기마다 각상의 전류의 방향을 측정하여 계산된 보상전압을 더하거나 빼어서 실시간으로 보상한다. 그림 4는 시스템의 블럭도이다. CPU로는 TI사의 TMS320C31-40을 사용하였으며 기억장치로는 Boot loading을 위한 ROM, Program과 data 저장을 위한 SRAM을 사용하였다. 아날로그 입력은 sample and holder가 내장된 4 channel ADC를 사용하며, direction detector는 comparator를 사용하였다. EPLD 1과 2에는 address decoder와 기타 로직 그리고 PWM signal generator가 들어있다.

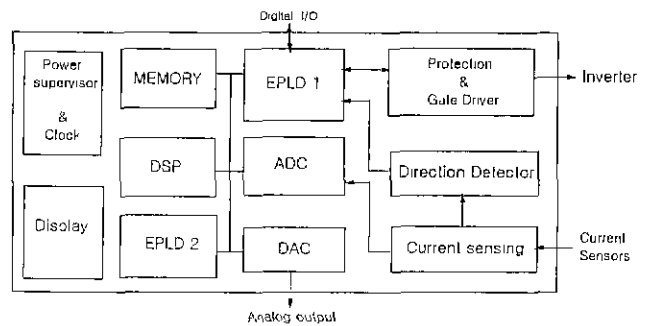


그림 4 시스템 블럭도

Fig. 4 System Block Diagram

그림 5는 EPLD 1 내부에 있는, 상전류의 방향에 따라 데드타임 보상을 위해, PWM duty를 늘리거나 줄이도록 보상 값을 더하거나 빼주는 회로이다. 전력 소자의 스위칭 시각을 피해 연산을 하며 연산은 외부에서 인가되는 DSP의 기준 클럭에 동조하여 동작한다

그림 6은 데드타임 보상이 적용된 전류 제어 시간 도이다 스위칭 노이즈의 영향을 줄이기 위해 스위칭이 일어나지 않는 (가)에서 sample and hold를 하고 (나)시각에 ad conversion된 전류 값과 전동기 회전자의 위치를 읽는다 (디)에서 연산된 PWM duty 값을 EPLD의 PWM 신호 발생기에 인가한 후 스위칭이 일어나지 않는 시각에 전류의 방향을 측정하여 PWM 값에 더하거나 빼어준다. 그리고 결과 값을 디지털 비교기의 레지스터에 인가한다. 이때 사용하는 덧셈기나 뺄셈기는 외부 입력 클럭에 동조하여 동작한다.

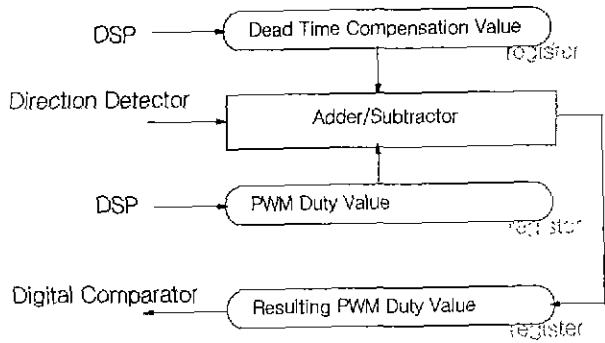


그림 5 데드타임 보상을 디지털 논리회로
 FIG.5 Digital Logic for Dead Time Compensation

4. 모의 실험 결과

왜곡의 보상은 정상 상태에서 하며 상전류의 주기의 1/6 주기마다 행하며 다음 1/6주기에서 계산된 전압을 보상한다. 보상의 크기는 6차 고조파 성분의 크기와 비례하여 적분하며 보상의 음양은 전 보상의 음양에 따라 고조파 성분의 크기를 줄이는 방향으로 한다.

그림.7은 노이즈를 포함한 모의 실험의 결과이다. $t = 0.472$ 에서 데드 타임에 의한 왜곡 전압 보상을 시작하여 약 0.15초 후에 안정화 단계로 들어감을 볼 수 있으며 이때 임의로 지정된 왜곡 전압의 크기는 10volt 이다. 전류 측정상의 노이즈 때문에 완전한 보상은 불가능하나 전류와 제어 전압 명령에서의 맥동이 줄어들었음을 볼 수 있다.

표1은 제어 대상 전동기의 사양수이다.

5. 결 론

데드 타임의 효과를 분석하고 전류 값의 0근처에서 출력 전압의 왜곡으로 인한 전류 clamping을 분석하였다. 역기전압 보상형 PI 전류 제어기에서 데드타임에 의한 전압왜곡은 d축 전류에 전기 각속도의 6n 배수차 고조파를 발생시키고 이의 보상을 위해 같은 배수차의 고조파를 포함하는 d축 전압 명령이 발생한다. 두 가지의 왜곡에 대해 6차 고조파의 크기의 합을 고조파 인덱스로 하여 이 값이 최소 되도록 데드타임에 의한 전압왜곡을 보상한다. 보상은 상전류의 방향에 따라서 해야하므로 스위칭 신호를 만들기 전에 전류의 방향을 측정하여 왜곡 전압을 최소화하였다.

표 1 전동기 사양수 (Moog사 G4*6)
 Table 1 Motor Spec (Moog G4*6)

R_{phase}	38.5mohm	J	0.00184kgm ²
L_d	0.319mH	I_{rated}	37.8Arms
L_q	0.304mH	ke	0.45Vpk/rad/sec
#of_pole	12	kt	0.56Nm/Arms
Speed rated	2200rpm	V_{bus}	325V

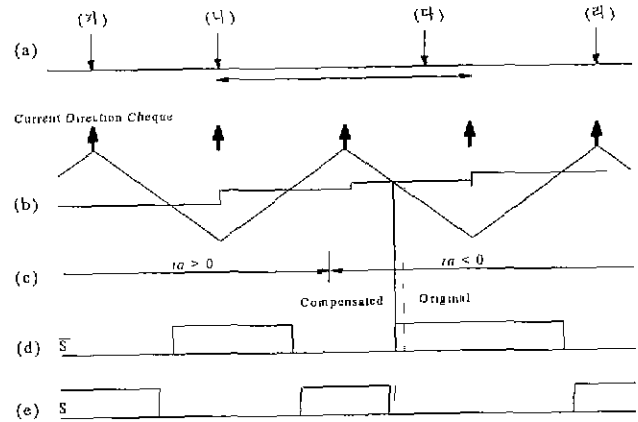


그림 6 시간도

- (a) 프로그램의 data 입력 순서
- (b) 램프비교형 PWM 발생 개념도
- (c) 상전류의 방향
- (d) 인버터 하단 스위칭 신호
- (e) 인버터 상단 스위칭 신호

FIG. 6 Timing Diagram

- (a) Order of data input in program
- (b) PWM generation with Ramp comparison Method
- (c) Direction of Phase current
- (d) Switching signal of upper leg
- (e) Switching signal of lower leg

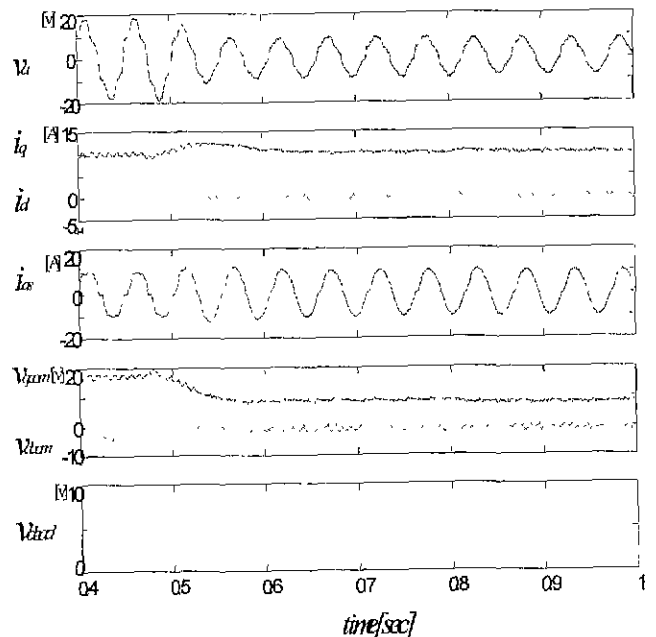


그림 7 제안한 방법에 의한 보상과정

FIG.7 Compensation process by proposed method

참 고 문 헌

- [1] Y. Murai, "Waveform distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching

- Lag-Times," *IEEE Trans. on Indust. Appl.*, Vol IA-23, No. 5, pp. 881-886, Sept/Oct 1987
- [2] T. Sukegawa, "Fully Digital, Vector - Controlled PWM VSI-FED ac Drives with an Inverter Dead-Time Compensation Strategy," *IEEE Trans. on Indust Appl*, Vol. 27, No. 3, pp. 552-559, MAY/JUNE 1991.
- [3] 최중우, "새로운 데드타임보상법을 이용한 인버터 출력 전압의 합성," *Trans. KIEE*, Vol. 44, No. 4, pp. 453-459, 1995, April.
- [4] Raymond B Sepe, "Inverter Nonlinearities And Discrete-Time Vector Current Control," *IEEE Trans. on Indust. Appl* , Vol 30, No. 1, pp. 62-70, 1994, JAN/FEB.
- [5] S. H. Kim, "Dead Time Compensation in a Vector-Controlled Induction Machine," *IEEE Trans. on Indust. Appl* , Vol. 30, No. 1, pp. 62-70, 1994, JAN/FEB.
- [6] David Leggate, "Pulse based Dead-Time Compensator for PWM Voltage Inverters," *IEEE Trans. on Indust. Elec*, Vol. 44, No. 2, pp. 191-197, 1997, APRIL.
- [7] MITSUBISHI Electronics data book MOS 編, 1998
- [8] Alfredo R. Munoz, "On-Line Dead-Time Compensation Technique for Open-Loop PWM-VSI Drives", *IEEE Trans. on Power Elec* , Vol. 14, No. 4, July 1999
- [9] Jonathan Kimball, "Real-Time Optimization of Dead Time for Motor Control Inverters," *IEEE PESC, St. Louis. MO, 1997*, pp. 597-600
- A correlation -based control technique
- [10] B.K. Bose, "Power Electronics and AC Drives," Prentice-Hall, 1986