

새로운 데드타임보상법을 이용한 인버터 출력전압의 합성

論文
44~4~7

Inverter Output Voltage Synthesis Using Novel Dead Time Compensation

崔鐘宇* · 薛承基**
(Jong-Woo Choi · Seung-Ki Sul)

Abstract - In this paper, a novel dead time compensation method is presented which produces inverter output voltages equal to reference voltages. An experimental result is also presented to demonstrate the validity of the proposed method. It shows that the compensation of the dead time is possible up to a sub-microsecond range. And the reference voltage can be used as a feedback value, which is essential for sensorless vector control and flux estimation. The method is based on space vector PWM strategy and can be carried out automatically by an inverter controller for initial set-up without any extra hardware.

Key Words : Dead Time, Space Vector PWM, Stator Resistance

1. 서론

최근 산업계에서 많이 사용되는 전압형 PWM 인버터는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)같은 고주파 스위칭 소자의 발전으로 교류전동기의 고성능 구동시스템에까지 그 응용범위를 확대하고 있다. 센서리스 벡터제어와 직접벡터제어같은 응용분야에서, 인버터의 출력전압은 필요한 상태의 값을 추정하기 위하여 필요하다. 그러나 펄스형태의 인버터의 출력전압을 직접 측정하는 것은 여러가지 문제점을 안고 있다. 즉 인버터의 출력전압을 측정하기 위해서는 출력전압을 절연하여, 출력전압의 고조파 성분을 저역통과필터를 사용하여 분리해 내어야만 한다. 그러므로 저역필터를 사용하여 측정된 출력전압은 실제 출력전압과 비교하여 위상지연이 있게 되어 제어목적으로는 사용하기 어렵다. 인버터 출력전압을 얻는 또 하나의 방법으로는 출력전압지령치를 출력전압으로 이용하는 것이다. 그러나 데드타임의 영향과 스위칭소자의 전압강하로 인하여 인버터 출력전압은 그 지령치에 비해 많이 왜곡되어 있어서 이러한 점을 고려하지 않으면 역시 제어목적으로 사용할 수가 없게 된다.

근래에 데드타임에 의한 전압왜곡을 보상하기 위하여 많은 연구가 있었으나[1-5], 스위칭소자의 턴-온 타임과 턴-오프 타임 그리고 스위칭소자의 전압강하에 대한 영향을 고려하지 않았기 때문에 정밀한 출력전압의 합성은 불가능하였다. 본 논문에서는 스위칭소자의 턴-온 타임과 턴-오프 타임을 고려한 데드타임의 영향과 스위칭소자의 전압강하로 인한 전압왜곡을 해석하고, 이 해석을 바탕으로 출력전압지령치와 출력전압을 같도록 보장하는 새로운 데드타임보상법을 제안한다. 이 방법을 범용 PWM 인버터에 적용할 경우, 데드타임 효과를 보상하기 위한 하드웨어를 추가함이 없이 더 정확한 출력전압을 합성할

수 있다. 제안된 방법은 가장 정밀한 출력전압을 합성할 수 있는 공간전압 PWM[6]과 함께 사용될 수 있으며, 스위칭 소자의 전압강하를 고려한 고정자 저항을 추정할 수 있다.

2. 데드타임 영향의 해석

유도전동기를 부하로 가지는 3상 IGBT PWM 인버터를 그림 1에 보이고 공간벡터 PWM에 의한 게이팅 펄스 패턴을 그림 2에 보인다. 데드타임동안은 같은 레그에 있는 두 IGBT로

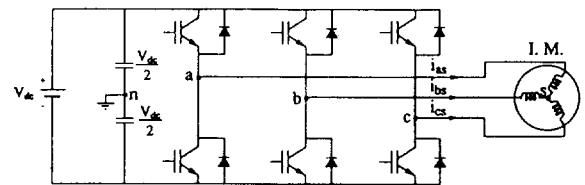


그림 1 유도전동기 부하를 가지는 3상 PWM 인버터

Fig. 1 Three-phase PWM inverter with an induction motor load

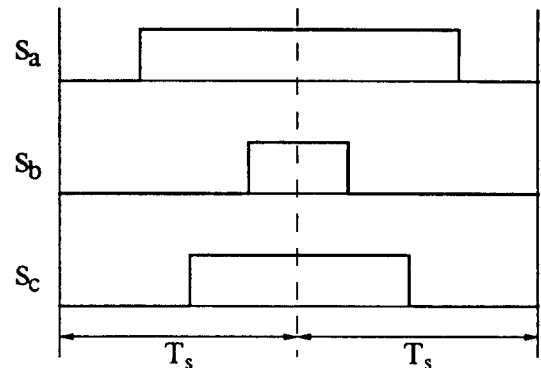


그림 2 공간벡터 PWM의 전형적인 게이팅 펄스 패턴

Fig. 2 Typical gating pulse pattern of the space vector PWM

* 正 會 員 : 서울대 大學院 電氣工學科 博士課程

** 正 會 員 : 서울대 工大 電氣工學科 副教授 · 工博

接受日字 : 1994年 12月 6日

1次 修正 : 1995年 1月 10日

는 전류가 흐르지 못하고 다이오드를 통하여 전류가 흐르게 된다. 만약 전류가 부하측으로 흐르게 되면 밀상 다이오드가 도통하게 되고, 전류의 방향이 반대가 되면 위상 다이오드가 도통하게 된다. 이 후로, 전류가 양의 방향으로 흐르는 상태는 전류가 부하측으로 흐르는 상태를 의미하고 전류가 음의 방향으로 흐르는 상태는 부하측에서 흘러들어오는 상태를 의미한다.

그림 3(a)는 이상적인 게이팅 펄스의 패턴이고 그림3(b)는 a 상 전류가 양의 방향으로 흐를 때의 제안된 데드타임 보상법으로 발생된 게이팅 펄스의 패턴이다. 위상 스위칭 소자가 T_1 에서 점호되어야 할 때, a^- 게이팅 펄스를 먼저 $T_1 - T_{com}$ 에서 오프시키고 a^+ 게이팅 펄스를 $T_1 - T_{com} + T_d$ 에서 온시킨다. 위상 스위칭 소자를 T_2 에서 오프시켜야 할 때는 a^+ 게이팅 펄스를 먼저 T_2 에서 오프시키고 a^- 게이팅 펄스를 $T_2 + T_d$ 에서 온시킨다. 두 경우 모두 위상 게이팅과 밀상 게

이팅 신호사이에는 데드타임 (T_d)이 보장되어 있다. 스위칭 소자의 턴-온, 턴-오프 타임을 고려한 실제 V_{an} 은 그림 3(c)에 보인다. 그림3에서 턴-온 타임은 제어신호에서의 턴-온 시점부터 실제로 스위칭소자가 턴-온한 시점까지의 시간지연을 의미하고, 게이팅 회로에서의 지연과 스위칭소자의 턴-온 지연을 함께 포함한다. 턴-오프 타임의 경우도 비슷하게 정의된다. 그림 3(a)로부터 위상 스위칭 소자는 $T_2 - T_1$ 동안 턴-온하도록 지령되어 있으나, 그림 3(c)에서 위상 스위칭 소자는 실제로 $T_2 - T_1 + T_{off} - T_{on} - T_d + T_{com}$ 동안 턴-온 하고 있다. 그러므로 데드타임 영향으로 야기되는 시간오차는 다음과 같다.

$$T_{err} = T_{off} - T_{on} - T_d + T_{com} \quad (1)$$

a상 전류가 음일 때의 제안된 데드타임 보상법으로 발생된 게이팅 펄스의 패턴은 그림 3(d)와 같고, 이 때의 실제 V_{an} 은 그림 3(e)에 나타나 있다. 비슷한 해석을 하여 시간오차를 구하면 다음과 같다.

$$T_{err} = -(T_{off} - T_{on} - T_d + T_{com}) \quad (2)$$

그러므로 시간오차는 다음과 같이 표현된다.

$$T_{err} = \text{sign}(i_{as})(T_{off} - T_{on} - T_d + T_{com}) \quad (3)$$

여기서

$$\text{sign}(i_{as}) = \begin{cases} 1 & : (i_{as} > 0 \text{ 일 때}) \\ -1 & : (i_{as} < 0 \text{ 일 때}) \end{cases} \quad (4)$$

실제로 a상의 위상 스위치가 도통하는 시간간격은 시간간격지령치와 시간오차의 합으로 주어진다.

$$T_a = T_a^* + \text{sign}(i_{as}) M \quad (5)$$

여기서 $M = T_{off} - T_{on} - T_d + T_{com}$ 다른 상에도 비슷한 해석을 행함으로써, 나머지 두 상의 위상 도통 시간간격을 얻을 수 있다.

$$T_b = T_b^* + \text{sign}(i_{bs}) M \quad (6)$$

$$T_c = T_c^* + \text{sign}(i_{cs}) M \quad (7)$$

식 (5)~(7)로 부터 실제의 시간간격은 턴-온, 턴-오프 타임과 보상시간 T_{com} 으로 인하여 시간간격 지령치와 다르며, 보상시간이 조절가능하므로 시간 M 역시 조절 가능함을 알 수 있다.

3. 전압왜곡의 해석과 보상방법

인버터에서는, 데드타임 영향 뿐만 아니라 스위칭소자의 전

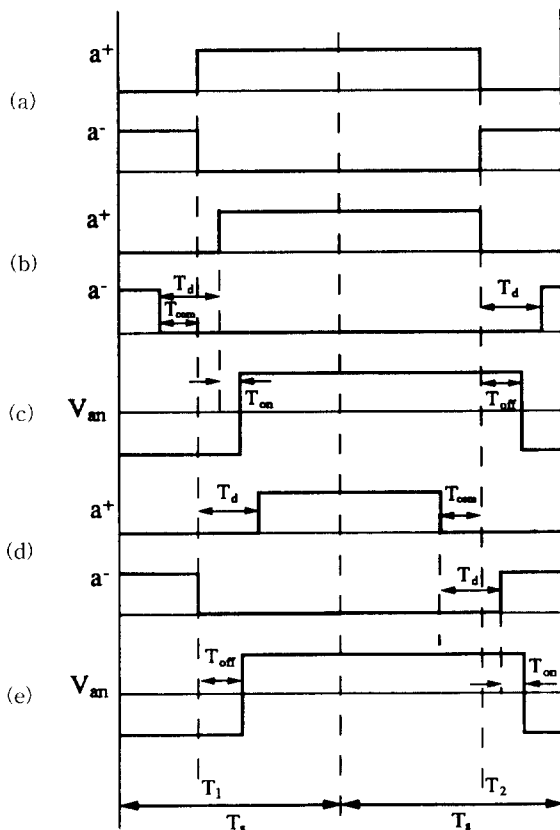


그림 3 데드타임 보상방법

- (a) 이상적인 게이팅 펄스 패턴
- (b) 데드타임을 고려한 게이팅 펄스 패턴 ($i_{as} > 0$)
- (c) 실제의 V_{an} ($i_{as} > 0$)
- (d) 데드타임을 고려한 게이팅 펄스 패턴 ($i_{as} < 0$)
- (e) 실제의 V_{an} ($i_{as} < 0$)

Fig. 3 Dead time compensation strategy

- (a) Ideal gating pulse pattern
- (b) Gating pulse pattern with dead time ($i_{as} > 0$)
- (c) Actual V_{an} ($i_{as} > 0$)
- (d) Gating pulse pattern with dead time ($i_{as} < 0$)
- (e) Actual V_{an} ($i_{as} < 0$)

압강하가 인버터 출력 전압을 왜곡시킨다. 만약 a상 전류 (i_{as})가 양의 방향으로 흐른다면 실제의 V_{an} 은 다음 식과 같이 왜곡된다.

$$V_{an} = \frac{V_{dc}}{2} - V_{ce} (S_a = 1) \quad (8)$$

$$V_{an} = -\frac{V_{dc}}{2} - V_d (S_a = 0) \quad (9)$$

여기서 V_{ce} 는 IGBT의 전압강하이고 V_d 는 프리휠링 다이오드 (freewheeling diode)의 전압강하이다. 뒷상 스위치가 온(on)된 상태를 $S_a=1$ 로 표시하고 밀상 스위치가 온(on)된 상태를 $S_a=0$ 으로 표시한다. 만약 a상 전류 (i_{as})가 음의 방향으로 흐른다면 실제의 V_{an} 은 다음 식과 같다.

$$V_{an} = \frac{V_{dc}}{2} + V_d (S_a = 1) \quad (10)$$

$$V_{an} = -\frac{V_{dc}}{2} + V_{ce} (S_a = 0) \quad (11)$$

그러므로 스위칭 소자의 전압강하를 고려했을 경우, 실제의 V_{an} 은 스위칭 상태와 전류의 방향에 따라 변화하며 다음 식으로 정리할 수 있다.

$$V_{an} = (V_{dc} - V_{ce} + V_d)(S_a - \frac{1}{2}) - \frac{1}{2} \text{sign}(i_{as})(V_{ce} + V_d) \quad (12)$$

일반적으로 전류가 크기가 커지면 IGBT와 다이오드의 전압강하 역시 커지게 된다. 스위칭 소자의 전압강하가 운전영역에서 전류의 크기의 절대값에 따라 선형적으로 증가한다고 가정하면, IGBT와 다이오드의 전압강하는 다음 식과 같이 표현된다.

$$V_{ce} = V_{ce0} + r_{ce} |i_{as}| \quad (13)$$

$$V_d = V_{d0} + r_d |i_{as}| \quad (14)$$

여기서 V_{ce0} 와 V_{d0} 는 각각 IGBT와 다이오드의 문턱전압 (threshold voltage)이고 r_{ce} 와 r_d 는 각각 IGBT와 다이오드의 온-상태 기울기 저항(on-state slope resistance)이다.

식 (13)과 (14)를 식 (12)에 대입하면

$$V_{an} = (V_{dc} - V_{ce} + V_d)(S_a - \frac{1}{2}) - \frac{1}{2} \text{sign}(i_{as})(V_{ce0} + V_{d0}) - \frac{1}{2} (r_{ce} + r_d) i_{as} \quad (15)$$

이다. 고주파 스위칭을 행하는 경우 샘플링 주기 동안은 전류의 방향이 바뀌지 않는다고 가정할 수 있으므로 두 샘플링 주기 동안의 평균 전압을 고려하면, 다음 식과 같이 표현된다.

$$V_{an} = (V_{dc} - V_{ce} + V_d)(\frac{T_a}{2T_s} - \frac{1}{2}) - \frac{1}{2} \text{sign}(i_{as})(V_{ce0} + V_{d0}) - \frac{1}{2} (r_{ce} + r_d) i_{as} \quad (16)$$

여기서 T_s 는 샘플링 주기이다. 다른 두 상에 대해서도 같은 방식으로 구하게 되면 다음 식과 같다.

$$V_{bn} = (V_{dc} - V_{ce} + V_d)(\frac{T_b}{2T_s} - \frac{1}{2}) - \frac{1}{2} \text{sign}(i_{bs})(V_{ce0} + V_{d0}) - \frac{1}{2} (r_{ce} + r_d) i_{bs} \quad (17)$$

$$V_{cn} = (V_{dc} - V_{ce} + V_d)(\frac{T_c}{2T_s} - \frac{1}{2}) - \frac{1}{2} \text{sign}(i_{cs})(V_{ce0} + V_{d0}) - \frac{1}{2} (r_{ce} + r_d) i_{cs} \quad (18)$$

또, 전압사이에는 다음과 같은 관계식이 있고,

$$V_{an} = V_{as} + V_{sn} \quad (19)$$

$$V_{bn} = V_{bs} + V_{sn} \quad (20)$$

$$V_{cn} = V_{cs} + V_{sn} \quad (21)$$

전동기의 중성점에 결선이 없으므로 다음과 같은 조건이 주어진다.

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (22)$$

부하가 3상 대칭이면 전동기 상전압 사이에는 다음과 같은 조건이 있다.

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0 \quad (23)$$

식 (16)~(23)으로부터 V_{sn} 을 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$V_{sn} = \frac{1}{3} (V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) = \frac{1}{3} (V_{dc} - V_{ce} + V_d)(\frac{T_a + T_b + T_c}{2T_s} - \frac{3}{2}) - \frac{1}{6} (V_{ce0} + V_{d0})(\text{sign}(i_{as}) + \text{sign}(i_{bs}) + \text{sign}(i_{cs})) \quad (24)$$

그러므로, 전동기의 상전압은 다음과 같이 표현된다.

$$V_{as} = V_{an} - V_{sn} = \frac{1}{3} (V_{dc} - V_{ce} + V_d)(\frac{2T_a - T_b - T_c}{2T_s}) - \frac{1}{6} (V_{ce0} + V_{d0})(2\text{sign}(i_{as}) - \text{sign}(i_{bs}) - \text{sign}(i_{cs})) - \frac{1}{2} (r_{ce} + r_d) i_{as} \quad (25)$$

$$V_{bs} = \frac{1}{3}(V_{dc} - V_{ce} + V_d) \left(\frac{2T_b - T_c - T_a}{2T_s} \right) - \frac{1}{6}(V_{ce0} + V_{d0})(2\text{sign}(i_{bs}) - \text{sign}(i_{cs}) - \text{sign}(i_{as})) - \frac{1}{2}(r_{ce} + r_d) i_{bs} \quad (26)$$

$$V_{cs} = \frac{1}{3}(V_{dc} - V_{ce} + V_d) \left(\frac{2T_c - T_a - T_b}{2T_s} \right) - \frac{1}{6}(V_{ce0} + V_{d0})(2\text{sign}(i_{cs}) - \text{sign}(i_{as}) - \text{sign}(i_{bs})) - \frac{1}{2}(r_{ce} + r_d) i_{cs}$$

여기서 식(5)~(7)을 식(25)~(27)에 대입하면 다음 식들이 구해진다.

$$V_{as} = V_{as}^* + V_{as}' - \frac{1}{2}(r_{ce} + r_d) i_{as}$$

$$\text{여기서 } V_{as}^* = \frac{1}{3}(V_{dc} - V_{ce} + V_d) \left(\frac{2T_a^* - T_b^* - T_c^*}{2T_s} \right) \approx \frac{1}{3} V_{dc} \frac{2T_a^* - T_b^* - T_c^*}{2T_s}$$

$$V_{as}' = V(2\text{sign}(i_{as}) - \text{sign}(i_{bs}) - \text{sign}(i_{cs})) \quad (28)$$

$$V_{bs} = V_{bs}^* + V_{bs}' - \frac{1}{2}(r_{ce} + r_d) i_{bs}$$

$$\text{여기서 } V_{bs}^* = \frac{1}{3} V_{dc} \frac{2T_b^* - T_c^* - T_a^*}{2T_s}$$

$$V_{bs}' = V(2\text{sign}(i_{bs}) - \text{sign}(i_{cs}) - \text{sign}(i_{as})) \quad (29)$$

$$V_{cs} = V_{cs}^* + V_{cs}' - \frac{1}{2}(r_{ce} + r_d) i_{cs}$$

$$\text{여기서 } V_{cs}^* = \frac{1}{3} V_{dc} \frac{2T_c^* - T_a^* - T_b^*}{2T_s}$$

$$V_{cs}' = V(2\text{sign}(i_{cs}) - \text{sign}(i_{as}) - \text{sign}(i_{bs})) \quad (30)$$

$$V' = \frac{1}{6}((V_{dc} - V_{ce} + V_d) \frac{M}{T_s} - V_{ce0} - V_{d0}) \quad (31)$$

$$\approx \frac{1}{6}(V_{dc} \frac{M}{T_s} - V_{ce0} - V_{d0})$$

윗 식에서 “*”는 전압지령치를 의미하고, “'”는 왜곡전압을 의미한다. 식 (28)~(31)에서 $V_{ce} - V_d$ 항은 V_{dc} 에 비해 무시할 수 있을 만큼 작으므로 무시하였다. 턴-온 타임과 턴-오프 타임은 모두 전류의 크기에 따라 커지는 양이므로 $T_{off} - T_{on}$ 를 일정하게 볼 수 있고, M 역시 일정한 값으로 볼 수 있다.

식 (28)~(31)은 네드타임과 스위칭소자의 전압강하의 보상에 대한 두 가지 결론에 이르게 한다. 먼저, $\frac{1}{2}(r_{ce} + r_d)$ 항은 고정

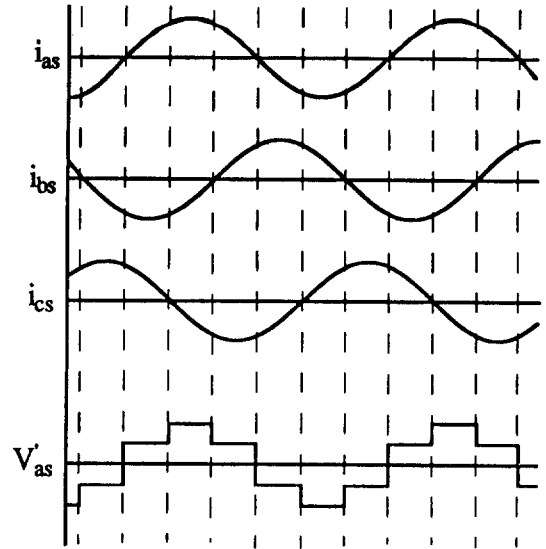


그림 4 상 왜곡전압의 파형
Fig. 4 Waveform of phase distorted voltage

자 저항처럼 작용하므로 전동기 부하의 경우 고정자 저항은 실제 전동기의 고정자 저항 r_s 와 $\frac{1}{2}(r_{ce} + r_d)$ 의 합이 되어야 한다. 등가 고정자 저항은 실제의 고정자 저항과 스위칭소자의 전압강하에 의한 저항 성분의 합으로 주어진다.

$$r_s' = r_s + \frac{1}{2}(r_{ce} + r_d) \quad (32)$$

두번째로 왜곡전압의 상전압은 그림 4에 나타난 것처럼 $\frac{2}{3}(V_{dc} \frac{M}{T_s} - V_{ce0} - V_{d0})$ 의 크기를 가지는 six-step 형태를 가지고 있으며 상전류와 동상이다. 그러므로 왜곡전압을 제거하려면 다음 식을 만족해야 한다.

$$\frac{2}{3}(V_{dc} \frac{M}{T_s} - V_{ce0} - V_{d0}) = 0 \quad (33)$$

정밀한 왜곡전압의 보상을 위하여 시간 M은 스위칭소자의 전압강하효과를 보상하기 위하여 조절되어야 하며 본 논문에서는 보상시간 T_{com} 을 조절함으로써 시간 M을 조절하고 왜곡전압을 제거한다.

4. 보상시간의 조정법

식 (33)에는 턴-온 타임과 턴-오프 타임, IGBT와 다이오드의 문턱전압 같은 불확실한 값을 포함하고 있다. 이 값들은 정확히 측정할 수 없으며 온도와 전류의 함수가 된다. IGBT 인버터의 경우 턴-온과 턴-오프 타임의 차이는 수백 nsec 정도 이나, 고주파 스위칭임을 감안한다면 출력전압함수에 큰 영향을 미친다는 것을 알 수 있다. 또, 전압강하 역시 출력전압을 왜곡시키며 대용량 스위치의 경우에는 더 큰 문제를 야기한다.

보상시간 T_{com} 을 찾는 방법은 다음과 같다. 우선, 그림 5에 있는 왜곡전압이 있는 시스템에서의 전류제어기를 고찰해 보자. 그림 5에서 빗금 친 부분은 고정자 저항이 $\frac{1}{2}(r_{ce} + r_d)$ 만큼 증가한 시스템으로 대체할 수 있다. 만약 전류가 잘 제어

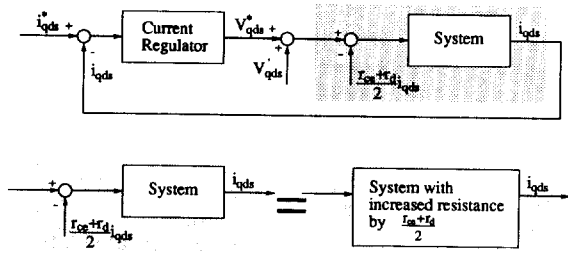


그림 5 왜곡전압을 가지는 전류제어기
Fig. 5 Current control loop with distorted voltage

되고 있다면 전압지령치는 데드타임과 전압강하에 의한 왜곡전압을 보상하기 위해 왜곡된다. 그러므로 왜곡된 전압은 전압지령치로부터 측정할 수 있으며 보상시간 T_{com} 을 조정함으로써 왜곡전압을 최소화 할 수 있다.

만약 정지좌표계에서 q축 전류지령치 I_{qs}^* 가 양의 직류값이고 d축 전류지령치가 영이라면 다음 식이 성립한다.

$$I_{as}^* = I_{qs}^*, I_{bs}^* = -\frac{I_{qs}^*}{2}, I_{cs}^* = -\frac{I_{qs}^*}{2} \quad (34)$$

만약 전류가 잘 제어되고 있다면, 실제 전류는 전류지령치와 같은 방향으로 흐르게 된다.

$$\text{sign}(I_{as}) = 1, \text{sign}(I_{bs}) = -1, \text{sign}(I_{cs}) = -1 \quad (35)$$

이 경우, 식 (28)~(31)으로부터 왜곡전압은 다음과 같이 유도된다.

$$V_{as}' = \frac{2}{3}(V_{dc} \frac{M}{T_s} - V_{ce0} - V_{d0}) \quad (36)$$

$$V_{bs}' = -\frac{1}{3}(V_{dc} \frac{M}{T_s} - V_{ce0} - V_{d0}) \quad (37)$$

$$V_{cs}' = -\frac{1}{3}(V_{dc} \frac{M}{T_s} - V_{ce0} - V_{d0}) \quad (38)$$

이 값을 d-q축으로 환산하면 다음 식과 같다.

$$V_{qs}' = V_{as}' = \frac{2}{3}(V_{dc} \frac{M}{T_s} - V_{ce0} - V_{d0}) \quad (39)$$

$$V_{ds}' = \frac{(V_{cs}' - V_{bs}')}{\sqrt{3}} = 0 \quad (40)$$

이 경우, 전압왜곡은 오로지 q축에서만 발생하며, 전류의 방향이 같은 두번의 직류 시험을 통하여 다음과 같이 구할 수 있다. q축 전류지령치가 I_{qs1}^* 인 경우 전압지령치는 왜곡전압 V_{qs}' 을 보상하기 위하여 왜곡되며, 정상상태에서 다음과 같은 값을 가진다.

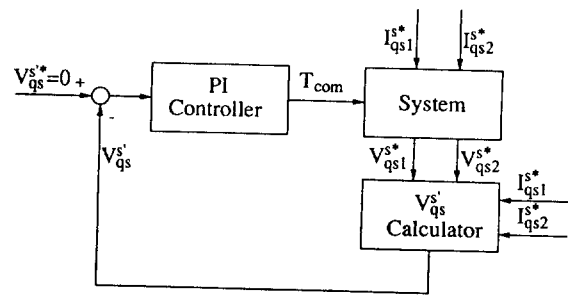


그림 6 보상시간 조정기법
Fig. 6 Strategy of adjusting compensation time

$$V_{qs1}^{s*} = r_s I_{qs1}^{s*} - V_{qs}' \quad (41)$$

q축 전류지령치가 I_{qs2}^* 인 경우에는 정상상태에서 다음과 같이 된다.

$$V_{qs2}^{s*} = r_s I_{qs2}^{s*} - V_{qs}' \quad (42)$$

윗 식에서 왜곡전압은 전류의 방향에 관계가 있고 두 직류 시험이 같은 전류방향에서 행하였으므로 변하지 않는다. 식 (41)과 (42)로 부터 q축 왜곡전압과 등가고정자저항을 구하면 다음과 같다.

$$V_{qs}' = \frac{V_{qs1}^{s*} I_{qs2}^{s*} - V_{qs2}^{s*} I_{qs1}^{s*}}{I_{qs1}^{s*} - I_{qs2}^{s*}} \quad (43)$$

$$r_s' = r_s + \frac{r_{ce} + r_d}{2} = \frac{V_{qs1}^{s*} - V_{qs2}^{s*}}{I_{qs1}^{s*} - I_{qs2}^{s*}} \quad (44)$$

그림 6에 보상시간 조정법을 보인다. 식(43)에서 구한 왜곡전압이 PI제어기의 입력이고 보상시간 (T_{com})이 출력이다. 왜곡전압이 최소화되도록 보상시간을 조정함으로써 정밀한 출력전압의 합성이 가능하고 이로써 전압지령치는 출력전압의 제환값으로 사용할 수 있다.

5. 실험

제안된 데드타임 보상법의 타당성을 입증하기 위해 실험이 이루어졌다. 실험에 사용된 시스템은 ac-dc-ac 전력변환 시스템으로 전원측 선간전압의 실효치가 220[V]이고 직류링크 전압은 370[V]로 제어되고 있다. 스위칭주파수는 5[kHz]이고 샘플링 주기는 100[μsec]이다. 부하는 22[kW] 유도전동기이고 스위칭소자로는 전류정격이 300[A]이고 전압정격이 600[V]인 IPM(Intelligent Power Modules)이 사용되었다. 실험에서 데드타임은 6.3[μsec]이다.

그림 7은 보상시간의 조정법을 보여준다. 윗 파형부터, q축 전류, q축 왜곡전압, 보상시간이 보인다. 실험에서 q축 전류지령치(I_{qs1}^* , I_{qs2}^*)는 각각 50[A]와 40[A]이고 110[msec]마다 바뀐다. 전압지령치(V_{qs1}^{s*} , V_{qs2}^{s*})는 정상상태에서의 평균 전압지령

치를 취했다. 이 방법으로 구해진 보상시간은 5.45[μsec]이고 등가고정자저항은 0.067[Ω]으로 구해졌다. 전동기 등가회로에서 구해진 고정자저항은 0.041[Ω]인데 스위칭소자의 전압강하에 의한 저항성분의 영향으로 등가고정자 저항은 조금 증가했음을 알 수 있다.

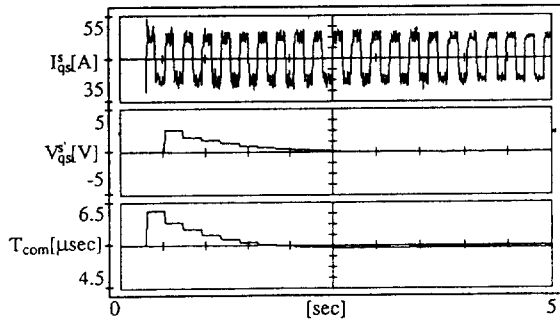


그림 7 제안된 방법의 과정
Fig. 7 Process of proposed strategy

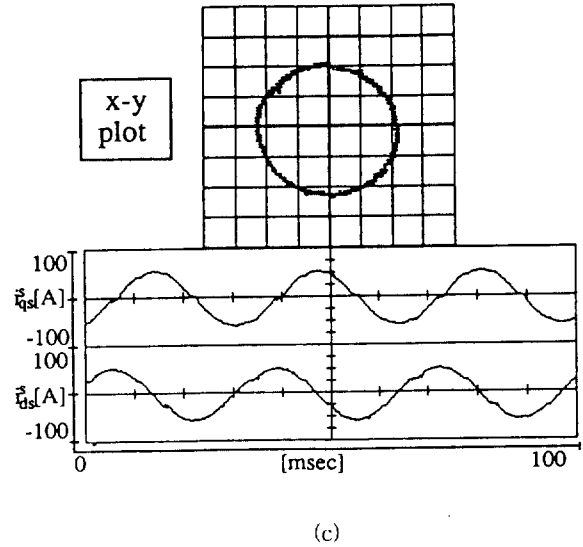
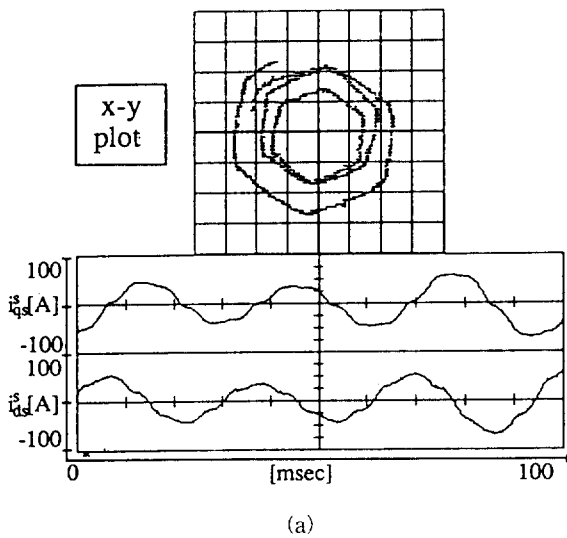
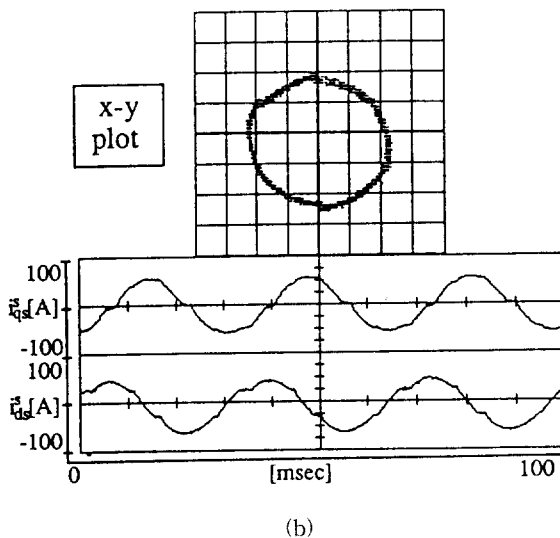


그림 8 전류 파형
(a) 보상시간이 영인 경우
(b) 보상시간이 데드타임인 경우
(c) 제안된 방법이 적용된 경우

Fig. 8 Current waveforms
(a) When compensation time is zero
(b) When compensation time is dead time
(c) When proposed dead time compensation is applied



(a)



(b)

진폭이 90[V], 주파수가 30[Hz]인 상전압지령치를 부하에 인가했을 때의 정상상태에서의 정지좌표계 q축과 d축의 전류파형이 그림 8에 나타나 있다. 그림 8(a)는 데드타임을 전혀 보상하지 않았을 때의 전류파형으로 보상시간이 영인 경우이다. 그림 8(b)는 데드타임 보상을 위하여 데드타임을 고려했을 때의 파형으로 보상시간이 데드타임과 같은 경우이고 그림 8(c)는 제안된 보상방법이 적용된 경우이다. 그림 8(a)에서 왜곡전압으로 인하여 불안정하고 왜곡된 전류파형을 보인다. 그림 8(b)의 경우 전류의 파형은 약간 왜곡되어 있으며 x-y plot에서 6각형 모양을 보여준다. 그림 8(c)의 경우 전류는 정현파형을 유지하고 있으며 x-y plot 역시 원모양을 유지하고 있다. 그림 8(a)와 (b)의 경우 출력전압에는 전류와 동상인 six-step 형태의 왜곡 전압이 존재하고 있으며, 진폭은 각각 13.5[V]와 2[V] 정도이다.

6. 결 론

데드타임효과와 스위칭소자의 전압강하효과를 동시에 보상하는 새로운 전압왜곡보상법을 제안하였다. 데드타임과 스위칭소자의 전압강하로 인한 전압왜곡을 해석하고, 이 해석을 바탕으로 추가적인 하드웨어없이 구현할 수 있는 새로운 데드타임보상법을 제안하였다. 실험결과로부터 출력전류파형의 개선을 확인하였으며, 이로써 제안된 보상법의 타당성을 입증하였다.

제안된 방법은 전압지령치와 동일한 인버터 출력전압을 생성하므로, 센서리스 벡터제어나 직접벡터제어같은 고성능 구동시스템에서 큰 잇점을 가진다. 이 방법을 범용 PWM 인버터 시스템의 초기 셋-업(set-up)에 적용할 경우, 더 정밀한 출력전

압의 합성을 하드웨어를 추가하지 않고 얻을 수 있다. 또, 이 방법은 가장 정밀한 출력전압을 합성하는 공간벡터 PWM과 함께 적용될 수 있으며 스위칭소자의 저항성분을 고려한 고정자 저항의 추정에 사용될 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] Yoshihiro Murai, Tomofumi Watanabe and Harumitu Iwasaki, "Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag-Times", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.23, no.5, September/October, 1987, pp.881-886.
- [2] T.Sukegawa, K.Kamiyama, T.Matsui and T.Okuyama, "Fully Digital, Vector-Controlled PWM VSI-Fed AC Drives with an Inverter Dead-Time Compensation Strategy", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1988, pp. 463-469.
- [3] Jeong Seung-Gi, Lee Bang-Sup, Kim Kyung-Seo and Park Min-Ho, "The Analysis and Compensation of Dead Time Effects", IEEE IECON Conference Record 1988, pp. 667-671.
- [4] Seok J. Jang, Sang W. Cho and Seung K. Sul, "Current Waveform Improvement of PWM Inverter", International Symposium on Power Electronic, Seoul, 1989, pp. 51-55.
- [5] Ravindra P.Joshi and Bimal K.Bose, "Base/Gate Drive Suppression of Inactive Power Devices of a Voltage-Fed Inverter and Precision Synthesis of AC Voltage and DC Link Current Waves", IEEE IECON Conference Record, 1990, pp. 1034-1040.
- [6] Heinz Willi Van Der Broeck, Hans-Christoph Skudelny and Georg Viktor Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vector", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.24, no.1, January/February, 1988, pp.142-150.

저 자 소 개



최종우 (崔鐘宇)

1969년 2월 25일생. 1991년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



설승기 (薛承基)

1958년 3월 25일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1986~1988년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 객원연구원. 현재 서울대 공대 전기공학과 부교수.