

## 의사(疑似) 전류 제어에 의한 데드타임 보상 방법

이정표\*, 최종우, 김정빈, 서덕배, 권봉헌  
LG산업주식회사

### Dead Time Compensation Method with Pseudo-Current Control

J.P.Lee\*, J.W.Choi, J.B.Kim, D.B.Suh, B.H.Kwon  
LG Industrial Systems Co., Ltd.

**Abstract** - 유도전동기의 속도 제어 장치로 인버터의 사용이 두드러지고 있으며, 소용량 가변속 드라이브에 있어서 그 제어성의 양호한 범용 인버터 구동이 현 인버터 시장의 주류를 이루고 있다. 그러나 범용 인버터는 종래의 TR구동 인버터에 비해 스위칭 횟수가 많고 데드타임의 영향이 크게 나타난다. 본 논문에서는 유도전동기를 운전하는 범용 인버터에 대하여 데드타임으로 인한 문제 해결 및 전류 왜곡 개선 방법을 제안하였고, 이를 실험적인 결과로 입증하였다.

주요어 : 인버터, 데드타임, 전류 왜곡

#### 1. 서 론

최근 산업계의 여러 분야에서 유도전동기의 사용이 두드러지고 있으며 그 이유는 구조가 간단하고 가격이 낮다는 장점이 있기 때문이다. 그러한 유도전동기의 속도 제어 장치로 V/F (Voltage/Frequency) 일정 제어를 하는 PWM 인버터(이하 범용 인버터)의 사용이 두드러지고 있으며, 소용량 가변속 드라이브에 있어서 그 제어성이 양호한 범용 인버터 구동이 현 인버터 시장의 주류를 이루고 있다. 그러나 범용 인버터는 종래의 TR구동 인버터에 비해 스위칭 횟수가 많고 데드타임의 영향이 크게 나타난다. 특히 데드타임은 저속 운전 시, 경부하 시에 전류의 왜곡과 토크 맥동 및 소음 발생의 원인이 되고있어 그 보상 방법에 관한 연구가 활발하게 진행되고 있다.

본 논문에서는 유도전동기를 운전하는 범용 인버터에 대해 인버터 및 부하의 용량에 무관한 새로운 의사(疑似) 전류 제어 방법을 제시하고 이를 이용하여 데드타임으로 인한 문제 해결 및 전류 왜곡 개선 방법을 제안 하였고, 이를 실험적인 결과로 입증하였다.

#### 2. 데드타임에 의한 출력 전압 오차

그림 1은 범용 인버터를 사용하는 유도 전동기

구동 시스템의 일반적인 장치의 구성이며, 범용 인버터의 한 상에 대한 등가 회로도는 그림 2와 같다. 그림1, 2에서 인버터 한 상의 상하 두 스위치가 동시에 온 되면 압 단락이 되어 정류부와 인버터가 파손되어 진다. 따라서 이를 막기 위해 상하 두 스위치 사이의 온 시간에 시간차 즉, 데드타임을 두어야 만 한다.

단락 방지를 위해서 한 상의 상,하 스위치는 동시에 온 시킬 수 없다. 이로 인해 범용 인버터에서 필연적으로 발생되는 데드타임은 출력전압의 크기를 변동시키며 이 과정을 그림 3에 나타내었다. 그림 3에서  $V^*$ 는 한 주기의 PWM삼각파와 전압 지령치의 비교 출력 값으로 펄스 형태의 전압 지령치를 의미한다. 이 전압 지령치를 출력하기 위한 스위칭 방법은 그림 2의 스위치A+와 A-의 조합으로 표현될 수 있고, 그림 3에서 시간  $t_d$ 는 하드웨어 또는 소프트웨어에서 발생시키는 온 타임 지연이다.

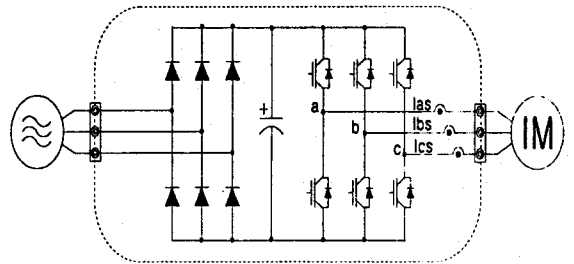


그림 1. 유도 전동기 구동시스템의 일반적 구성

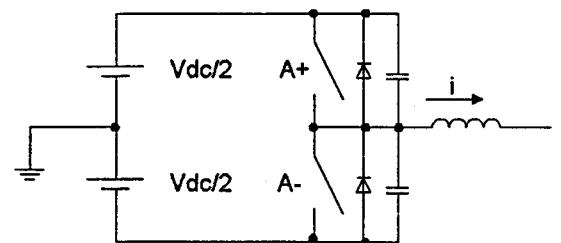


그림 2. 한 상에 대한 등가 회로도

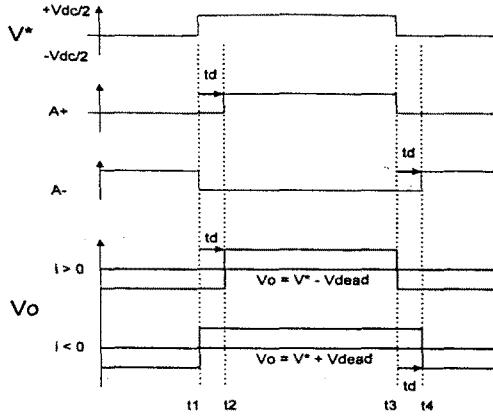


그림 3. 데드 타임에 의한 출력전압의 변화

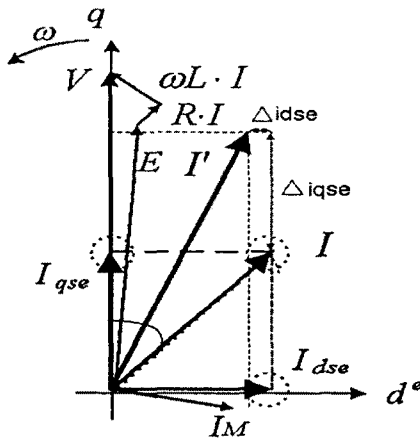


그림 4. 유도전동기의 전압, 전류 벡터도

스위치 A+와 A-의 조합으로 발생되는 출력전압 Vo는 시간 0 ~ t1, t4 ~의 구간에서는 스위치 A-가 턴 온 되므로 -Vdc/2 만큼의 전압이 출력되고, 시간 t2 ~ t4의 구간에서는 스위치 A+가 턴 온 되므로 +Vdc/2만큼의 전압이 출력된다. 시간 t1 ~ t2, t3 ~ t4의 구간에서는 두 개의 스위치가 모두 오프 되어 있으므로 전류가 영 보다 큰 경우에 전류가 영 보다 크다는 전제에 따라 스위치 A-의 병렬 다이오드가 도통 되므로 -Vdc/2의 전압이 출력된다. 그러므로 한 주기 동안의 출력전압은 Vo = V\* - Vdead 가 된다. 전류가 영 보다 작은 경우에는 대칭적인 관계에 의해 출력전압은 Vo = V\* + Vdead 이 된다.

범용 인버터의 출력 전압의 왜곡은 이러한 데드 타임과 턴 온 및 턴 오프의 시간 지연 뿐만 아니라 스위칭 소자의 전압 강하와 다이오드의 전압 강하 및 영전류 클램핑 현상 등에 의해 더욱 심해지며 그에 대한 적절한 보상 방법은 많이 발표되고 있지만 적용하기에 복잡하거나 별도의 하드웨어가 추가 되어야만 가능하다.

### 3. 의사 전류 제어 방법

범용인버터에 의한 유도전동기의 일반적인 전압, 전류의 관계는 그림 4의 벡터도로 나타낼 수 있고, 인버터의 삼상 출력전류는 다음의 식으로 표현될 수 있다.

$$i = i_1 + i_n + i_{tr} \quad (1)$$

여기서  $i_1$ 은 정상상태 기본파 전류,  $i_n$ 은 정상상태 고조파 전류,  $i_{tr}$ 은 과도상태 전류를 나타낸다. 위의 전류 값은 정지좌표계에서 교류의 양이며, 인버터 출력전압의 주파수로 회전하는 동기좌표계로 나타내면 다음과 같다.

$$i_{dse} = i_{dse_0} + i_{dse_n} + i_{dse_{tr}} \quad (2)$$

$$i_{qse} = i_{qse_0} + i_{qse_n} + i_{qse_{tr}} \quad (3)$$

여기서  $i_{dse_0}, i_{qse_0}$ 은 정상상태 dq축 직류 전류,  $i_{dse_n}, i_{qse_n}$ 은 정상상태 dq축 고조파 전류,  $i_{dse_{tr}}, i_{qse_{tr}}$ 은 과도상태 dq축 전류를 나타낸다. 그림 4의 벡터도로 부터 부하변동시 과도상태 d축 전류는 미소한 변화를 하므로 과도상태 전류는 q축에만 존재하고 있다고 가정하면 다음과 같은 식이 성립한다.

$$i_{dse} \approx i_{dse_0} + i_{dse_n} \quad (4)$$

따라서 식(3), (4)에  $f_c > f_0$ 인 고역통과필터를 사용하면 식(4)에서는 교류분의 고조파 전압만을 구할 수 있고, 식(3)에서는 고조파 전류와 함께 과도상태 q축 전류가 출력된다. 이 경우  $f_c \approx \frac{f_{sw}}{10}$ 인 고역통과필터를 사용하면 과도상태전류를 제거하고 고조파 전류만을 구할 수 있다. 만일  $i_{dse_n} = 0$

$i_{qse_n} = 0$ 이 되면 전류의 왜곡은 제거될 것이다.

$$i_{dse_n} = HPF[i_{dse}], (f_c > f_0) \quad (5)$$

$$i_{qse_n} + i_{qse_{tr}} = HPF[i_{qse}], (f_c > f_0) \quad (6)$$

$$i_{qse_n} = HPF[i_{qse}], (f_c \approx \frac{f_{sw}}{10}) \quad (7)$$

그림 5는 식(5), (7)을 이용한 의사 전류 제어의 시스템 구성도이다.

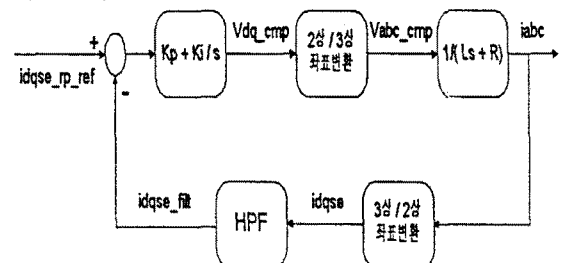


그림 5. 의사 전류 제어의 시스템 구성도

그림 6과 그림 7의 아래 그림은 정지 좌표계의  $i_{dss}$ 와  $i_{qss}$ 의 전류를 XY좌표계로 표현한 것으로, 만일 전류의 왜곡이 적절히 보상되었다면 그 파형은 원형이 되어야 한다. 그림 6은 육각형에 가까운 원의 형태이지만, 제안된 방법으로 제어한 결과 그림 7에서처럼 거의 원형에 가까운 파형을 얻을 수 있었다.

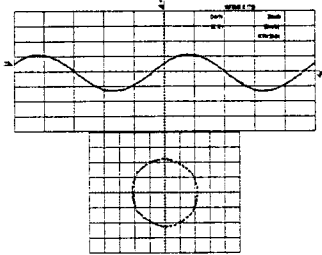


그림 6. 기존의 일정전압 보상시의 전류파형

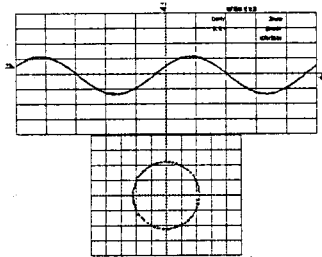


그림 7. 제안된 보상 방법에 의한 전류파형

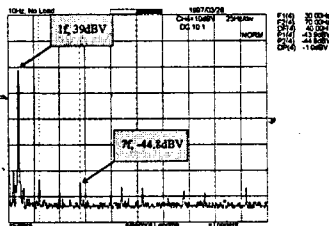


그림 8. 그림 6.의 주파수 분석 파형

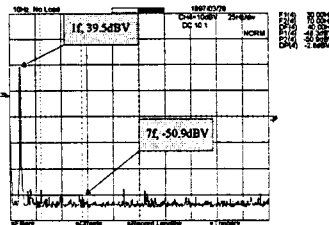
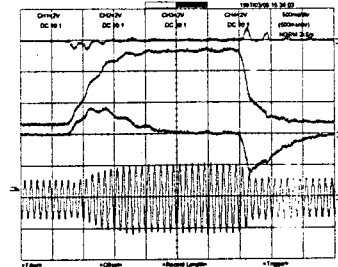


그림 9. 그림 7.의 주파수 분석 파형

그림 8과 9는 전류의 파형을 주파수 분석한 결과로 그림 8의 기존의 방법에 비해 그림 9의 개선된 방법을 적용한 결과 데드타임으로 인한 5, 7차 고조파의 크기가 현저히 줄어들어 전류의 왜곡이 개선되었다. 그림 10은 제안된 방법의 과도 상태 특성을 나타내는 것으로 0.5~40Hz까지의 영역에서 정격 부하까지의 스텝 및 램프 부하응답이 안정

된 특성을 보인다.



CH1:  $i_{dse}$  CH2:  $i_{qse}$   
CH3:  $i_{qse-tr}$  CH4:  $i_{as}$

그림 10. 제안된 방법에 의한 전류의 과도응답

#### 4. 결 론

범용 인버터는 저렴한 가격으로 다양한 부하의 속도 제어를 해야 하므로 Vector 제어 인버터와 같은 속도 궤환장비를 부착하지 않은 상태, 즉 Open Loop에서 부하에서 요구하는 정확한 전류지령치를 얻을 수 없었으며, 따라서 토크 및 자속에 직접 연관되는 전류를 제어할 수 없었다. 부가적으로 시도된 CRPWM(Current regulated PWM) 방법은 부하의 순시변동을 정확히 반영하는 전압 지령치를 만드는데 어려움이 있어 그 사용 범위가 한정되고, 따라서 평균토크를 제어하기 위한 V/F일정제어를 그 주된 알고리즘으로 채택하고 있다. 최근에 범용 인버터를 만드는 세계의 선진 메이커들은 별도의 측정 장비를 장착하지 않은 상태에서 속도제어를 할 수 있는 센서리스 벡터제어를 그 주된 알고리즘으로 채택하고 있다. 센서리스 벡터제어의 여러가지 방법들중에서 플럭스 벡터제어는 슬립 및 속도의 추정을 위해 정확한 전류의 정보를 원하며 따라서 전류의 왜곡이 없어야 플럭스 벡터제어의 성능을 향상시킬 수 있다.

본 논문에서는 의사전류제어를 통하여 별도의 추가되는 장비없이 V/F 일정제어를 유지하면서 데드타임으로 인한 전류의 왜곡을 제거하였고, 5, 7고조파를 감소시킴으로 인해 토크의 리플 및 모터의 과열을 줄일 수 있었으며, 플럭스 벡터제어의 성능을 향상시킬 수 있었다.

#### [참 고 문 헌]

[1] Y. Murai, A. Riyanto, H. Nakamura and K. Matsui, "PWM Strategy for High Frequency Carrier Inverters Eliminating Current-Clamps during Switching Dead-Time", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATION, pp. 317-322, 1992.  
[2] Paul C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill, 1986, pp.164-210.