

# DC링크 전류센서를 이용한 삼상전류 측정 방식에서 최소 스위칭 시간의 단축

論 文

52B-12-9

## Reduction of Minimum Switching Duration in the Measurement of Three Phase Current with DC-Link Current Sensor

金 庚 緒\*  
(Kyung-Seo Kim)

**Abstract** - The simplest method for measuring output currents of the three phase inverters is to measure them with three current sensors such as hall sensors. This method requires at least two current sensors, and these types of sensors are somewhat expensive. More economical method is measuring DC link current with a simple shunt resistor, then, reconstructing output current using the DC link current value and the switching status. However, in low speed region, the measurement becomes difficult and even impossible due to the requirement of minimum switching duration for A/D conversion. These problems can be overcome by limitation of switching duration. Limitation of switching, however, causes voltage and current distortion. Owing to compensation, distortion can be effectively suppressed. However these increase acoustic noise due to increment of current ripple. In this paper, a current measurement method is proposed, which can reduce minimum switching duration resulting in reduction of acoustic noise. The validity of proposed method is confirmed through experiment.

**Key Words** : Single current sensor, Current measurement, Acoustic noise

### 1. 서 론

소용량 유도전동기를 구동하기 위한 산업용 인버터, 또는 세탁기나 에어컨 등의 가변속 제어를 위한 가전용 인버터에 있어서 가장 중요한 요소 중의 하나가 가격이다. 따라서 이러한 단순 저가형 인버터에 있어서는 하드웨어가격을 최소화 할 필요가 있다. 이를 위하여 센서가 필요 없는 오픈 루프 제어가 일반적으로 사용되어 왔으나 신뢰성에 대한 요구가 높아지고, 자속벡터제어나 센서리스벡터제어 등의 고급 제어기법이 소형 인버터에도 도입됨에 따라 전동기의 삼상 전류 측정이 필요하게 되었다.

인버터의 삼상 출력전류를 측정하기 위하여는 두개 또는 세개의 홀센서를 이용하여 전류를 측정하는 것이 일반적인 방법이다. 그러나 소형 저가격형 인버터에서는 하드웨어 가격을 낮추기 위하여 전류센서로 션트(shunt) 저항을 사용하고 센서와 측정회로를 절연시키지 않고 직결하는 방법을 사용하기도 한다. 이 경우 인버터 출력단에 션트저항을 설치하면 상 간 전위차가 커 센서들을 센상회로와 직결하기 어렵기 때문에 인버터 각 상의 네거티브 암에 션트저항을 설치하는 방법을 사용한다. 또 다른 방법이 직류링크에 션트저항을 설치하고 측정된 직류링크 전류와 그 때의 인버터 스위칭 상태로부터 출력 삼상전류를 추정하는 방법

이다.[1] 이 방법은 션트저항을 한 개만 사용하므로 보다 더 경제적인 방법이라 할 수 있다. 인가되는 스위칭 벡터에 따라 출력 상전류 중 하나가 직류링크 전류와 일치한다는 원리를 이용한 것이다. 직류링크 전류는 A/D 변환기를 이용하여 디지털 값으로 변환되며, 이때 전류 샘플링이나 A/D 변환을 위하여 수  $\mu\text{sec}$  정도 전류 신호가 안정되게 유지되어야 한다. 따라서 스위칭 상태가 그대로 유지되어 직류링크 전류신호가 안정된 값이 보장되는 '최소스위칭시간'이 확보되어야만 한다. 그러나 출력 PWM 펄스폭이 가변되면 전압벡터의 인가시간이 '영'이 되는 지점이 반드시 존재하게 되고, 따라서 최소스위칭시간이 확보되지 않으므로 전류측정이 불가능한 구간이 발생한다. 이를 해결하기 위하여 이러한 구간에서는 전압벡터의 인가시간이 최소스위칭시간보다 작아지지 않도록 강제로 인가시간을 제한하고 이로 인하여 발생하는 전압왜곡은 적절한 보상 방법을 사용하여 해결하고 있다. 이러한 보상방법들을 사용하면 기본파 전류의 왜곡이나 맥동 등이 제거되므로 단일전류 센서를 이용한 방식도 기존의 전류측정방식과 비슷한 성능을 얻을 수 있다. 그러나 전압 왜곡과 이의 보상은 고주파 전압 리플을 유발하고, 이에 따라 스위칭주파수에 해당하는 고주파 전류 리플이 증가한다. 이러한 전류 리플은 주파수가 높으므로 전동기 운전 성능에는 영향을 미치지 않지만 고주파 소음을 야기하게 되어 정숙한 운전이 요구되는 응용분야에서는 문제점으로 제기되고 있다. 본 연구에서는 최소스위칭시간을 감소시켜 전류리플의 크기를 감소시킴으로써 이로부터 발생하는 소음을 저감시킬 수 있는 전류측정 방식을 제안하고 이의 타당성을 실험을 통하여 확인하였다.

\* 正 會 員 : LG産電 中央研究所 責任研究員  
接受日字 : 2003年 10月 28日  
最終完了 : 2003年 11月 25日

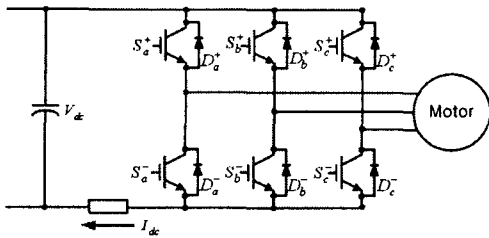


그림 1 DC링크 전류센서에 의한 전류측정  
Fig. 1 Current measurement using DC-link current sensor

2. 단일 전류센서를 이용한 전류측정

2.1 전류측정 원리

삼상 전압형 PWM 인버터에서 세 쌍의 스위치에 의한 스위칭 조합은 표1과 같이 8개의 스위칭 벡터로 표현된다. 이중 윗 상 스위치들이 모두 '온'되거나 아랫 상 스위치가 모두 '온'되는 두개의 영 벡터를 제외한 나머지 여섯 개의 유효벡터에 해당하는 스위칭 상태에서는 직류링크 전류가 출력 상전류 중의 하나와 일치한다. 따라서 그림1과 같이 직류링크단에 셉트저항을 설치하여 직류링크 전류를 읽고, 표1을 이용하여 직류링크 전류와 일치되는 상전류를 판별하면 삼상 중 한상의 전류를 추정할 수 있게 된다. PWM 방식으로 널리 사용되는 삼각파비교법의 경우 그림2와 같이 삼각파 반주기 동안 2가지의 유효벡터가 인가된다. 따라서 삼각파 반주기 동안 출력 두상의 전류를 추정할 수 있고, 나머지 한 상 전류는  $i_a = -(i_b + i_c)$ 의 관계식을 이용하여 계산으로 구할 수 있다.

2.2 최소스위칭시간 확보 및 전압 왜곡 보상

직류링크의 전류센서로부터 얻어진 아날로그 신호는 A/D 변환기를 거쳐 디지털 값으로 변환된다. 전류 측정을 위하여는 A/D 컨버터의 변환시간 외에도 신호 안정화 시간, 데드타임 등이 추가로 확보되어야 한다. 스위칭 상태가 바뀌는 순간 소자의 역회복 전류와 누설 임피던스의 영향 등에 의하여 측정신호에 백동성분이 실리게 된다.

표 1 전압벡터와 직류링크 전류의 관계  
Table 1 Relationship between voltage vectors and DC link current

| Voltage vector | DC link current |
|----------------|-----------------|
| V0 (0, 0, 0)   | $I_{dc} = 0$    |
| V1 (1, 0, 0)   | $I_{dc} = i_a$  |
| V2 (1, 1, 0)   | $I_{dc} = -i_c$ |
| V3 (0, 1, 0)   | $I_{dc} = i_b$  |
| V4 (0, 1, 1)   | $I_{dc} = -i_a$ |
| V5 (0, 0, 1)   | $I_{dc} = i_c$  |
| V6 (1, 0, 1)   | $I_{dc} = -i_b$ |
| V7 (1, 1, 1)   | $I_{dc} = 0$    |

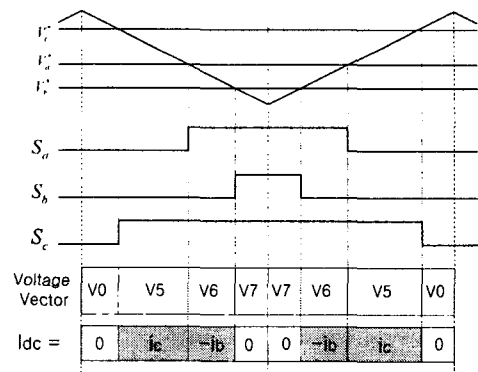


그림 2 전압벡터 및 측정 가능한 전류  
Fig. 2 Voltage vectors and measurable currents

또한 전류센서의 시간지연이 있으므로 최소한 수[μsec] 이상의 신호 안정화시간이 필요하다. 따라서 그림 3과 같이 스위칭 순간부터 데드타임과 신호안정화시간 만큼 경과된 후에야 전류센서로부터 안정된 신호를 얻을 수 있고, 이때부터 A/D 변환이 시작되어야만 정확한 전류 값을 읽을 수 있다. 따라서 전류를 읽기 위하여 필요한 최소스위칭시간은 식(1)과 같이 데드타임, 신호안정화 시간, A/D 변환시간의 합이다.

$$T_{SAMP(MIN)} = T_{DEAD} + T_{SETTLE} + T_{A/D} \quad (1)$$

인버터 출력파형은 정현파이므로 스위칭 시간, 즉 PWM 펄스폭도 정현파 함수로 가변된다. 따라서 삼상의 경우 인가되는 전압벡터의 인가시간이 '영'이 되는 지점이 한 주기에 6번 존재하게 되며, 이 지점 근처에서는 전압벡터의 인가시간이 최소스위칭시간 이하로 되어 전류측정이 불가능해진다. 전류측정이 가능하도록 하려면 전압벡터의 인가시간이 최소스위칭시간보다 작아지지 않도록 강제로 인가시간을 늘려야 한다. 전압벡터 인가시간을 임의로 제한하면 전류 측정을 위한 최소시간은 확보가 되지만 전압파형에 왜곡이 생기고, 이는 전류파형의 왜곡이나 토오크 맥동 등의 부작용을 유발한다. 이를 보상하여 왜곡을 없애기 위한 방법들이 연구 발표 되었다.[2-7] 이 방법들은 전류측정 시 원래 기준전압에서 왜곡된 전압량 만큼을 다음 반주기에서 즉시 빼주거나, 또는 여러 주기에 걸쳐 빼주는 방법을 사용하며, 이러한

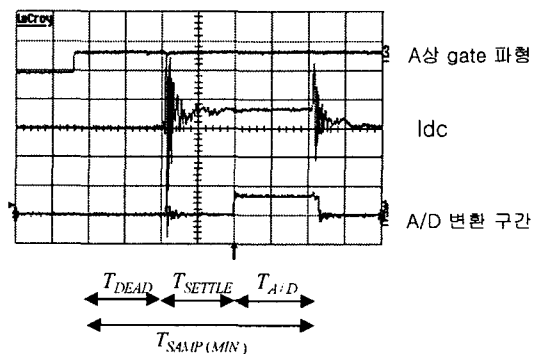


그림 3 전류측정을 위한 최소스위칭시간  
Fig. 3 Minimum switching time for current measurement

보상방법을 사용하면 전류파형을 왜곡이 사라진 정현파로 다시 회복시킬 수 있다. 이들 보상 방법들은 대부분 전압 벡터의 펄스폭을 조정하는 방식이므로 공간벡터 변조법에 적합하고, 참고문헌[2]의 방법은 기준전압의 크기를 조정하는 방법을 사용하므로 삼각과 비교법에 손쉽게 적용될 수 있다. 본 연구에서는 후자의 방법을 적용하였다.

삼각과 전반부에서 전류 측정을 하는 경우에 전압벡터의 폭이 최소스위칭시간 이하로 줄어들면 기준전압에  $\Delta V$  를 더하여 전압벡터 인가시간을 증가시킨다. 따라서 기준전압은  $V_{ref}^* = V_{ref} + \Delta V$  가 된다. 삼각과 후반부에는 이를 보상하기 위한 보상전압  $\Delta V$  만큼을 빼 주어 기준전압은  $V_{ref}^* = V_{ref} - \Delta V$  가 되며, 스위칭 한 주기 동안의 평균전압은  $V_{ref}$  가 된다. 그러나  $\Delta V$  전압이 더하여지고 다시 빠지는 동작이 반복되므로 이로 인한 고주파 전압리플이 발생하고 이에 따른 전류리플이 발생한다. 주파수가 낮아질수록 기준전압의 크기가 작아지므로 이러한 구간, 즉 최소스위칭 시간 이하로 스위칭 벡터 인가시간이 줄어드는 구간이 증가하고, 수[Hz] 이하의 저속구간에서는 전 영역에 걸쳐 전류리플이 증가한다. 이러한 이유로 저속 운전구간에서는 소음이 증가하며 가정용과 같이 소음이 중요시 되는 분야에서는 실제 응용상에 문제가 되므로 소음을 유발하는 전류리플을 적절히 저감시킬 필요가 있다.

### 3. 제안된 최소스위칭시간 단축 방법

앞 절에서와 같은 원인으로 발생하는 소음을 억제하기 위한 효과적인 개선책은 전류측정을 위하여 설정하는 최소스위칭 시간을 가능한한 짧게 줄이는 것이다.

그림4는 PWM 변조방식에서 데드타임 구간 동안의 게이팅 파형과 실제 인버터 출력전압 파형의 예로 전류의 극성에 따라 스위칭이 일어나는 시점이 달라지는 것을 보여준다. 그림4(a)는  $i_a < 0$  인 경우로 데드타임이 시작되는 시점 t11 이전에  $D_a^+$  을 통하여 전류가 흐르고 있는 상황이고, 데드타임 구간이 시작되어도 부하의 인덕턴스 성분에 의하여 여전히  $D_a^+$  를 통하여 전류가 흐르게 된다. 데드타임 구간이 끝나는 시점 t12에서  $S_a^-$  에 게이팅 신호가 인가되면  $D_a^+$  를 통하여 흐르던 전류는  $S_a^-$  를 통하여 흐르기 시작하고 이때부터 스위칭 과도상태가 시작된다. 따라서 A/D 변환을 위하여 확보하여야 할 최소스위칭시간은 다음과 같이 데드타임  $T_{DEAD}$ , 신호 안정화 시간  $T_{SETTLE}$ , A/D 변환시간  $T_{A/D}$  의 합으로 이루어진다.

$$T_{SAMP(MIN)} = T_{DEAD} + T_{SETTLE} + T_{A/D} \quad (2)$$

$$= 2 + 2 + 2 = 6[\mu\text{sec}]$$

그림4(b)는  $i_a > 0$  인 경우로 t11 시점에서  $S_a^+$  가 '오프' 되고 데드타임 구간이 시작되면 출력전류의 경로가  $S_a^+$  에서  $D_a^-$  로 바로 변경된다. 이 경우는 데드타임 구간이 시작되는

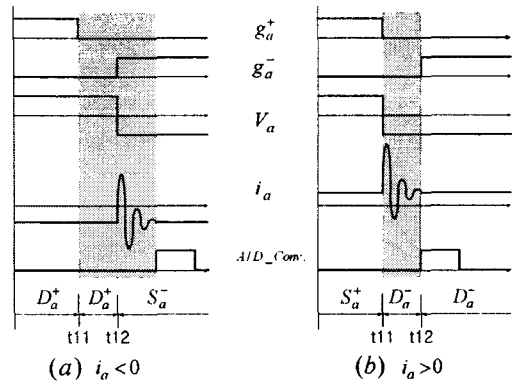


그림 4 전류 극성에 따른 스위칭 시점 변화  
Fig. 4 Variation of switching point according to current polarity

시점 t11에서 전류 스위칭이 일어나 과도상태가 시작되게 되므로 데드타임과 신호안정화시간이 중첩되게 된다. 따라서 A/D 변환을 위하여 확보하여야 할 최소시간은 다음과 같이 설정할 수 있으며 식(2)의 경우보다 데드타임 만큼 최소스위칭시간을 감소시킬 수 있다.

$$T_{SAMP(MIN)} = T_{SETTLE} + T_{A/D} \quad (3)$$

$$= 2 + 2 = 4 [\mu\text{sec}]$$

$T_{SETTLE} \geq T_{DEAD}$  이므로 식(2)에는  $T_{SETTLE}$  만이 포함된다. 기존의 방식에서는 최소스위칭시간을 식(1)의 값으로 고정시키지만 본 연구에서는 전류극성에 따라 식(2) 또는 식(3)으로 최소스위칭시간을 변화시킨다.

그림5는 삼각파비교법을 사용한 PWM 한 주기 동안의 게이팅 파형과 전압파형의 예이다. 앞쪽 반주기 동안에 직류링크 전류를 측정하여 출력 두 상 전류를 추정한다. 이 과정에서 최소스위칭시간 확보를 위하여 전압왜곡이 발생하면 후반 반주기 동안에 왜곡 전압의 반대가 되는 보상 전압을 기준전압에 더하여 한주기 평균 전압이 기준전압과 같도록 한다. 그림5는 a상 기준전압이 가장 작고 b상 기준전압이 가장 큰 경우로 참고문헌[2]의 방법을 이용하면 첫 번째 유효벡터 구간 U1에서 가장 작은 기준전압과 같은 상전류인  $i_a$ 가 측정되고 구간 U2에서는 가장 큰 기준전압과 같은 상 전류  $i_b$ 가 측정된다.

a상이 스위칭되는 시점 t11에서  $i_a$ 의 극성에 따라  $T_{DEAD}$  와  $T_{SETTLE}$ 이 분리되거나 중첩된다. 따라서  $i_a > 0$  인 경우에는 U1구간에서의 최소스위칭시간은 식(3)과 같이 4[ $\mu\text{sec}$ ] 까지 감소시킬 수 있다.

U1구간이 끝나는 시점 t21에서  $S_c^+$ 의 게이팅 신호가 '오프' 되고 c상 데드타임 구간이 시작된다.  $i_c < 0$  경우는 데드타임 구간 t21-t22에서도 전류가 U1구간에서와 마찬가지로 계속  $D_c^+$ 로 흐르므로 c상 전류의 경로에는 변화가 없다. 데드타임이 끝나는 시점 t22에서  $S_c^-$ 에 게이팅 신호가 인가 되면 비로서 전류가  $D_c^+$ 에서  $S_c^-$ 로 이동하면서 과도상태가

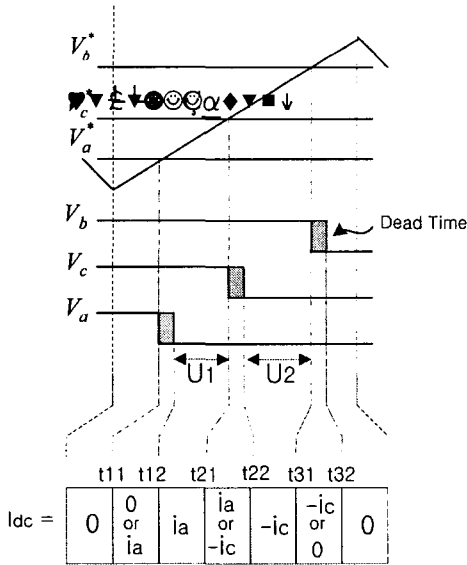


그림 5 데드타임 구간 동안의 측정 가능 전류  
Fig. 5 The measurable current during dead-time interval

시작된다. 따라서 t21-t22 데드타임 구간동안은 U1 구간과 같은 전류가 유지되고 스위칭 상태가 U1구간과 동일하므로 이 데드타임 구간을 앞쪽 U1 구간에 포함시켜도 무방하다. 따라서  $i_c < 0$  인 경우 a상 전류 측정을 위한 U1구간의 최소 스위칭시간은 데드타임 t21-t22만큼 더 감소시킬 수 있다. 따라서 위의 예에서  $i_a > 0$  이고  $i_c < 0$  인 경우는 다음과 같이 최소스위칭시간을 감소시킬 수 있다.

$$T_{SAMP(MIN)} = T_{SETTLE} + T_{A/D} - T_{DEAD} \quad (4)$$

$$= 2 + 2 - 2 = 2[\mu\text{sec}]$$

$i_c > 0$  인 경우는 t21에서 데드타임 구간이 시작되면 상전류  $i_c$ 가  $S_c^+$ 에서  $D_c^-$ 로 바로 옮겨가므로 데드타임 동안에 스위칭 과도상태가 일어난다. 따라서 데드타임 구간과 신호 안정화 구간이 겹치고, U2구간의 최소스위칭시간은 식(3)과 같이 감소된다.

U2 구간이 끝나는 시점, 즉 b상이 스위칭 되는 t31 시점에서 같은 경우가 발생한다.  $i_b > 0$  인 경우는 t31시점에서 전류가  $S_b^+$ 에서  $D_b^-$ 로 옮겨가는 과도상태가 바로 발생하므로 U2구간의 최소스위칭시간 단축에 기여하지 못한다. 그러나  $i_b < 0$  인 경우는 t32에서 과도상태가 발생하므로 t31-t32 구간을 U2에 포함시켜도 무방하다. 따라서 U2구간에서도 U1 구간에서와 마찬가지로 최소스위칭시간을 감소시킬 수 있고,  $i_c > 0$  이고  $i_b < 0$  인 경우는 식(4)처럼 최소스위칭시간을 2[μsec]까지도 감소시킬 수 있다.

위의 예를 임의의 스위칭 상태에 대하여 정리하면 그림6과 같다. 여기서  $T_{SAMP(MIN)}(U1)$ 은 U1구간에서의 최소스위칭시간이고  $i_{min}$ ,  $i_{max}$ 와  $i_{mid}$ 는 기준전압 크기가 최소, 최대 그리고 중간값인 상의 상전류이다.

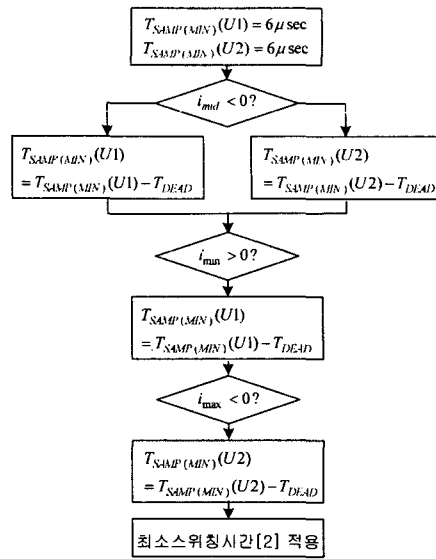


그림 6 최소스위칭시간의 단축  
Fig. 6 Reduction of minimum switching time

#### 4. 시스템 구성

제안된 방식의 타당성을 검증하기 위하여 제어시스템을 구성하였다. 유도전동기 구동을 위한 인버터의 제어방식은 V/f 일정제어 방식을 사용하였다. 제어기는 Motorola사의 56F807 DSP를 사용하였으며, DSP에 내장된 PWM 모듈을 이용하여 전압제어를 수행하였다. 측정된 전류값들은 DSP에 내장된 12비트 A/D 컨버터를 이용하여 디지털 값으로 변환하였다. 12비트 D/A변환기를 외부에 부착하여 측정된 전류 파형을 오실로스코프(Lecroy LT264)로 관측하고 기록하였다. 실험에 사용된 전동기는 220V, 1.5kW 삼상 유도전동기이고, IGBT를 이용한 전압형 PWM 인버터로 전동기를 구동하였다. 인버터 스위칭 주파수는 10[kHz]이고 0.1[msec]마다 인터럽트를 발생시켜 기준전압 계산, 최소 스위칭시간 확보 및 전류 측정, 전압 보상 등의 연산을 수행하도록 하였다. 실제전류 관측은 current probe(Lecroy CP150)을 이용하였고, 제안된 방식의 구현을 위하여 직류링크 단에 셉트저항을 부착하여 직류전류를 측정하였다. 셉트저항에 의하여 얻어진 신호의 증폭 및 공통모드 노이즈 억제제를 위하여 그림7과 같은 차동앰프 회로를 사용하였다. 차동앰프에서 A/D 컨버터의 입력 전압범위에 맞추어 신호를 증폭하고 1.6V 오프셋을 더한다.

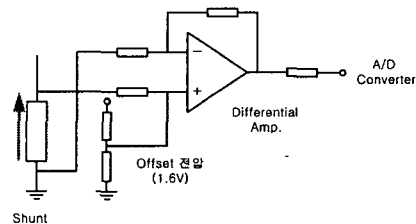


그림 7 전류측정을 위한 차동앰프 회로  
Fig. 7 Differential amplifier for current measurement

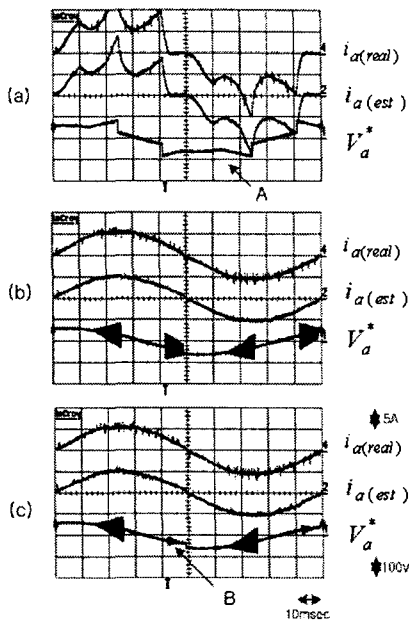


그림 8 실 전류, 추정 전류 및 기준전압 (a)왜곡 보상 없는 경우 (b) 기존 방식 (c) 제안된 방식  
 Fig. 8 Real current, estimated current and reference voltage (a) without compensation (b) conventional method (c) proposed method

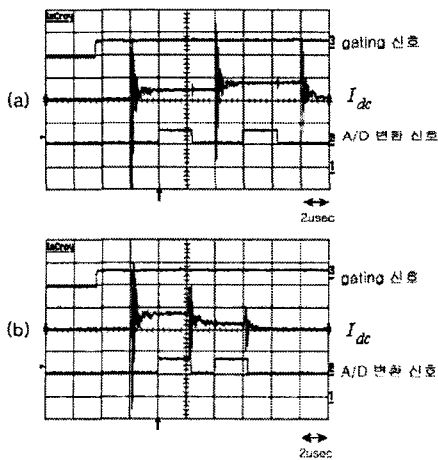


그림 9 최소스위칭시간 (a)기존 방식 (b)제안된 방식  
 Fig. 9 Minimum switching time (a)conventional method (b)proposed method

최소스위칭시간이 수[μsec] 정도이므로 10[MHz]의 대역폭을 갖는 고속 op앰프(OP275)를 사용하여 회로를 구성하였다. IGBT 테드타임 2[μsec], 신호안정화 시간 2[μsec], A/D변환 시간 2[μsec]로 하여 최소스위칭 시간을 설정하였다.

5. 실험 결과

그림8은 10[Hz] 운전주파수에서의 실험 파형이다. 그림 8(a)는 최소스위칭시간이 부족한 구간에서도 전류측정이 가능하도록 강제로 스위칭 시간을 늘린 경우로 'A' 구간이 이

에 해당한다. 'A' 구간을 포함한 전 구간에서 실제 전류를 근접하여 추정하고는 있지만 전압왜곡에 의하여 실제 전류 파형이 심하게 일그러져 있다. 그림8(b)는 이러한 전압왜곡을 보상하기 위하여 참고문헌[2]의 방법으로 보상전압을 인가한 경우이며, 그림8(a)의 전류 왜곡이 사라진 것을 볼 수 있다. 또한 실제전류 추정도 잘 이루어지고 있다. 그림8(c)는 제안된 방법을 적용한 결과이다. 전압크기의 순서와 전류 극성에 따라 전압리플이 'B'구간에서 기존방식에 비하여 크게 감소하는 것을 볼 수 있다.

그림9는 제안된 방식의 특성을 기존 방식과 비교한 파형이다. 그림9(a)와 비교하였을 경우 그림9(b)는 첫 번째 스위칭 시점부터 다음 스위칭 시점까지 최소 필요시간(4μsec)을 유지한다. 두 번째와 세 번째 스위칭 시점의 간격도 마찬가지로 최소값으로 유지된다. 반면에 기존의 방식을 사용한 경우는 스위칭 시점 간의 간격이 변하며 그림9(a)는 6[μsec]인 경우로 최소 간격보다 2[μsec]가 필요없이 늘어난 경우로, 이로 인하여 그림9(b)의 경우보다 소음이 증가한다. 그림9의 A/D 변환신호는 A/D변환 시작 시점에서 DSP 출력 핀을 'set'시키고 A/D 변환 완료시 발생하는 인터럽트 신호로부터 인터럽트 서비스루틴을 동작시키고, 서비스루틴 수행 중에 'reset' 시키도록 하여 만든 것이다. 인터럽트 발생 시점과 서비스 루틴 수행 개시시점 간에 수[μsec]의 시간 지연이 존재하여 그림9에서 A/D 변환시간이 2.4[μsec]정도로 실제보다 길게 표현되었다.

그림10은 그림8의 각 경우마다의 전류 리플을 비교한 것이다. 그림10(a)는 그림8(a)의 전류파형을 확대하여 측정한 것으로 리플이 그림10(b)나 그림10(c)에 비하여 크다. 그림 10(b)는 기존 방식의 전류파형, 그림10(c)는 제안된 방식의 전류파형으로 제안된 방식이 기존 방식에 비하여 리플이 작고, 전류 리플이 줄어들므로 인하여 소음도 감소하게 된다.

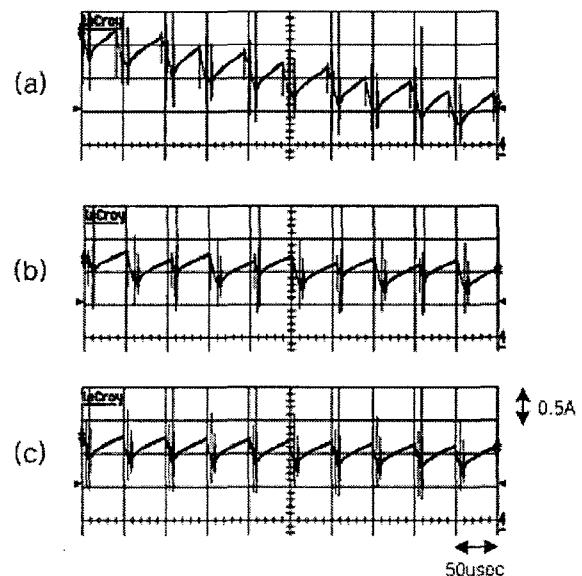


그림 10 전류 리플 (a)왜곡 보상 없는 경우 (b) 기존 방식 (c) 제안된 방식  
 Fig. 10 Current ripple (a) without compensation (b) conventional method (c) proposed method

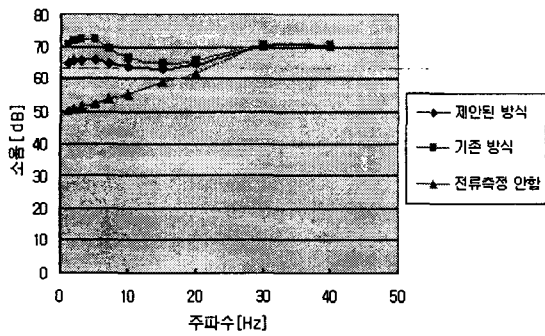


그림 11 저속 영역에서의 소음  
Fig. 11 Acoustic noise in low speed region

그림11은 전류측정을 하지 않는 경우와 기존의 방식, 제안된 방식의 소음을 측정할 결과이다. 소음 측정은 부하량에 크게 영향을 받지 않으므로 무부하로 전동기를 구동시키고 약 10cm 떨어진 지점에 sound level meter(TE51357)를 설치하여 속도별로 세 가지 경우에 대하여 소음을 측정하였다. 고속에서는 최소스위칭시간 이하로 전압백터 인가시간이 줄어드는 구간이 짧으므로 이로 인한 소음이 거의 없어 주로 기계소음만이 존재하고, 따라서 세 경우 모두 소음 크기가 비슷하다. 저속으로 내려가면 기계소음이 감소하고 따라서 전류측정을 안하는 경우는 소음이 줄어들어 조용해진다. 그러나 전류측정을 하는 경우 저속으로 갈수록 최소스위칭시간에 위배되는 구간이 점점 늘어나고, 따라서 전압 왜곡 및 왜곡 보상이 일어나는 구간이 점점 넓어진다. 따라서 저속으로 갈수록 이로부터 기인한 소음이 증가한다. 제안된 방식은 전류측정을 하지 않는 경우와 비교하여서는 소음이 크지만 기존 방식과 비교하면 소음이 감소하고 저속으로 갈수록 감소 효과가 크다.

6. 결 론

단일전류센서를 이용하여 전동기의 삼상 전류를 추정하는 데에 있어 전류 측정을 위한 최소스위칭시간의 확보가 필요하다. 그러나 최소스위칭시간을 확보하기 위한 알고리즘을 적용하는 과정에서 전류리플이 발생하고, 이는 저속 운전영역에서 소음 발생의 원인이 되고 있다. 기존의 방법에서는 최소스위칭시간을 고정시키고 있지만 본 연구에서는 삼전류극성에 따라 최소스위칭시간을 가변시키는 방식을 제안하여 소음 저감을 꾀하였다. 제안된 방법을 적용하면 저속 영역에서 전류 리플 및 소음의 감소효과를 얻을 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] K. S. Kwan, "Current detection method for DC to three-phase converters using a single DC senso", U.S. patent application 5,309,349, 1992
- [2] 김경서, "삼각파 비교 PWM 기법에 있어서 단일 전류 센서에 의한 삼상 전류 측정 및 전압 왜곡 보상", 전력 전자학회 논문지 8권 3호, pp. 221~228, 2003.
- [3] F. Blaabjerg, J. Pedersen, U. Jaeger, "Single current sensor technique in the dc link of three-phase PWM-VS inverters: A review and a novel solution", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 33, pp. 1241~1253, 1997.
- [4] 이우철, 이택기, 현동석, "단일전류센서를 사용한 3상 전압형 PWM 컨버터의 제어방식 비교", 대한전기학회 논문지 50B권 4호, pp. 188~200, 2001.
- [5] T. Habetler and D. M. Divan, "Control strategies for direct torque control using discrete pulse modulation", Proc. IEEE/IAS 1989, pp. 514~522., 1989.
- [6] Three phase current measurements using a single line resistor on the TMS320F240, Texas Instruments Europe, Literature Number BPRA077, 1998.
- [7] S.N. Vukosavic and A. Stankovic, "A novel control method for three-phase PWM rectifier using single current sensor", IEEE Trans. on Ind. Elec., vol. 48, no. 1, pp. 195~204, 2001.

저 자 소 개



김 경 서 (金 庚 緒)

1982년 서울대학교 전기공학과 졸업(학사). 1984년 동 대학원 졸업(석사). 1990년 동 대학원 졸업(박사). 1991년~1992년 미국 Univ. of Tennessee (Post-Doc.). 1984년~현재 LG산전 연구소 책임연구원  
Tel : 031-450-7569  
E-mail : kyungseok@lgis.com