

삼각과 비교 PWM 기법에 있어서 단일 전류센서에 의한 삼상 전류 측정 및 전압 왜곡 보상

金庚緒*

The Measurement of 3-Phase Current with Single Current Sensor and the Compensation of Voltage Distortion in Carrier-Based PWM Technique

Kyung-Seo Kim

요 약

교류전동기의 가변속 운전에 사용되는 삼상 인버터에는 두개 또는 세개의 전류센서가 장착되며 이를 이용하여 삼상 교류전류를 측정한다. 전류센서의 갯수를 줄이기 위하여 개발된 것이 직류링크에 한개의 전류센서로 직류전류를 측정하고 측정된 전류 값과 스위칭 상태로부터 삼상 교류전류를 추정하는 방법이다. 전류를 정확히 측정하려면 스위칭 상태가 최소 측정시간 이상 유지되어야 하며, 이를 위한 펄스폭 조정과 이에 따른 전압 왜곡의 보상 방법이 연구되어 왔다. 그러나 기존에 발표된 방식들은 공간벡터 전압변조법에는 적합하지만 산업체에서 널리 쓰이는 펄스폭 변조 방식인 삼각과 비교법에 적용하기에는 어려운 면이 많다. 본 연구에서는 삼각과 비교법에 적합한 전류 측정 방식과 전압왜곡 보상 방식을 제안하고 이의 타당성을 실험을 통하여 검증하였다.

ABSTRACT

Most of the three phase inverters for adjustable speed drive of AC machines are equipped with two or three current sensors for measurement of three phase current. One method to reduce the number of current sensors is that single current sensor measures the DC link current, then three phase current is reconstructed using the measured value and the switching status. To improve the measurement accuracy, switching state should be maintained for more than minimum switching time. Many papers have been published, which focused on the re-adjustment of pulse width and compensation of voltage distortion. Those methods are suitable for space vector modulation. But there are some difficulties in applying these methods to carrier-based PWM which is widely used in industry. In this paper, new current measurement method and voltage compensation method are proposed which are suitable for carrier-based PWM, then, the validity of proposed method is confirmed through experiment.

Key Words : Single current sensor, Current measurement, Carrier-based PWM

* 정회원, LG산전연구소 전력전자연구팀장

E-mail : kyungseok@lgis.com

접수일자 : 2003. 4. 10

1차심사 : 2003. 5. 7

심사완료 : 2003. 5. 19

2차심사 : 2003. 5. 15

1. 서 론

교류전동기의 가변속 제어를 위하여 사용되는 인버터에는 전류제어, 혹은 과전류 보호의 목적으로 전류센서가 장착된다. 삼상 인버터의 경우 각 상의 전류를

모두 측정하기 위하여 두개 또는 세개의 전류센서를 사용하여 전류를 측정한다. 소용량 또는 가전제품용 인버터와 같은 저가격 인버터의 경우는 전류센서의 가격이 제품 원가에서 차지하는 비중이 크므로 원가절감을 위하여 직류링크에 하나의 전류센서를 부착하고 인버터의 스위칭 상태에 따라 직류링크 전류로부터 인버터의 삼상 출력전류를 추정하는 방법이 응용되고있다. 인버터의 스위칭 상태를 나타내는 여덟 개의 스위칭 벡터 중 두개의 영 벡터를 제외한 나머지 여섯 개의 유효전압벡터가 인가되는 동안에는 인버터의 삼상 출력전류 중의 하나가 직류 링크 전류와 일치하게 되어 현재 인가되고 있는 유효전압벡터의 종류와 측정된 직류전류 값으로부터 출력 교류전류 값을 추정할 수 있다는 것이 기본 원리이다.

직류 링크의 전류센서로부터 측정되어진 아나로그 신호는 A/D 컨버터를 통하여 디지털 값으로 변환되며, 안정된 A/D 변환을 위하여 최소변환시간 동안 스위치의 상태가 현재 상태로 그대로 유지되어야 한다. 인버터 출력이 교류인 경우 유효전압벡터 폭이 최소스위칭 시간 이하로 줄어드는 구간이 반드시 존재하며 이러한 구간에서는 전류측정이 어려우므로 강제로 펄스폭을 최소값 이상으로 증가시켜 전류측정에 필요한 최소펄스폭을 확보하여야 한다. 그러나 펄스폭이 줄어드는 것을 강제로 억제하게 되면 전압파형에 왜곡이 생기게 되고 이는 전류 왜곡의 증가, 토오크 맥동 등의 문제점을 발생시키므로 이에 대한 적절한 보상이 필요하게 된다. 이와 같은 전압 왜곡을 보상하기 위한 방법들이 여러 가지 발표되었고^[1-4], 참고문헌 [5]에서는 여러 방법들에 대한 비교분석을 하고 있다. 이러한 전류 측정 방법을 응용한 PWM 정류기^[6]나 전동기제어^[7] 등에 관련된 연구들도 발표되고 있다.

기존에 발표된 전류 측정 방법 및 전압왜곡 보상방법은 공간벡터 전압변조 기법에 적용할 경우 손쉽게 구현될 수 있다. 공간벡터 전압변조법에서는 전압변조 과정에서 인가되는 유효벡터의 종류와 시간이 미리 결정되므로 기존에 발표된 전류측정방법의 구현을 위하여 필요한 정보들이 이미 확보되어 있기 때문이다. 그러나 일반 산업용인버터에서 많이 사용되는 전압변조법인 삼각과비교법의 경우 기존에 발표된 전류측정방법, 전압왜곡 보상 방법 등을 손쉽게 구현하기가 어렵다. 본 연구에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 삼각과 비교법에 적합한 전류추정 방법, 최소스위칭시간 확보 및 이에 따른 전압 왜곡의 보상방법 등을 제시한다.

2. 전류 측정 원리

2.1 측정원리

삼상 전압형 인버터에서 3쌍의 스위치에 의한 스위칭 상태는 표 1과 같이 8개의 스위칭 벡터로 표현된다. 이중 윗 상 스위치들이 모두 'ON' 되거나 아랫 상 스위치가 모두 'ON' 되는 두개의 영 벡터 V_0 와 V_7 을 제외한 나머지 여섯 개의 유효벡터를 발생시키는 스위칭 상태에서는 직류링크 전류가 출력 상전류 중의 하나와 일치하게 된다.

그림 1은 임의의 스위칭 상태에서 전류의 흐름을 표시한 예이다. 그림 1(a)의 예에서 스위칭 한 주기 중 전반부에 두개의 유효벡터가 인가되고 후반부에는 유효벡터가 전반부와 역순으로 인가된다. 그림 1(b)는 전반부 첫 번째 유효벡터 구간 T_1 에서의 스위칭 상태로, c상 양의 스위치와 a상과 b상의 음의 스위치가 'ON' 되어 V_5 벡터가 인가된다. 이때 직류링크 전류는 c상 전류와 일치하게 된다. 그림 1(c)는 전반부 두번째 유효벡터 구간 T_2 에서의 스위칭 상태로 V_6 벡터가 인가된 경우이고 직류링크 전류는 b상 전류와 일치하게 된다. 즉 $I_{dc} = -i_b$ 이다. 이와 같이 하여 스위칭 한 주기 동안 출력 세상 중 두상의 전류를 측정할 수 있고, 나머지 한 상의 전류는 $i_a = -(i_b + i_c)$ 의 관계식을 이용하여 구한다.

위의 예를 일반화하여 임의의 스위칭 상태에 대한 직류링크 전류와 출력 상전류 간의 관계를 정리하면 표 1과 같다. 영 벡터 V_0 와 V_7 이 인가되는 동안에는 직류 링크에 전류가 흐르지 않으므로 상전류를 측정할 수가 없다.

표 1 전압벡터와 직류링크 전류의 관계

Table 1 Relationship between voltage vectors and DC link current

Voltage vector	DC link current
$V_0 (0, 0, 0)$	$I_{dc} = 0$
$V_1 (1, 0, 0)$	$I_{dc} = i_a$
$V_2 (1, 1, 0)$	$I_{dc} = -i_c$
$V_3 (0, 1, 0)$	$I_{dc} = i_b$
$V_4 (0, 1, 1)$	$I_{dc} = -i_a$
$V_5 (0, 0, 1)$	$I_{dc} = i_c$
$V_6 (1, 0, 1)$	$I_{dc} = -i_b$
$V_7 (1, 1, 1)$	$I_{dc} = 0$

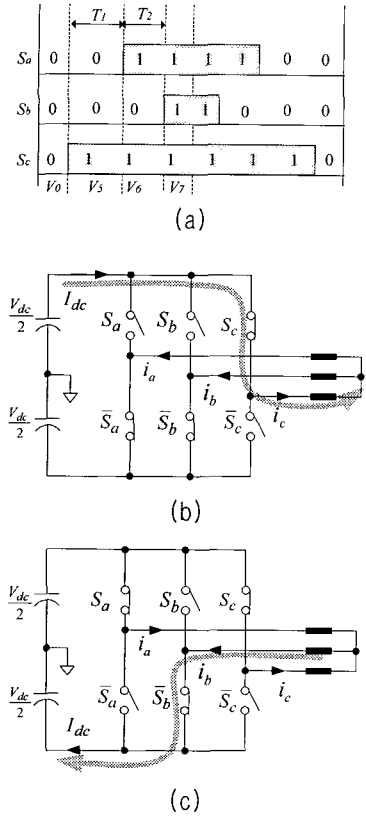


그림 1 (a) 3상 PWM 파형 및 전압 벡터
 (b) T1 구간에서의 전류 흐름
 (c) T2 구간에서의 전류 흐름
 Fig. 1 (a) 3-phase voltage waveform and voltage vectors
 (b) current flow in T1 period
 (c) current flow in T2 period

2.2 최소스위칭시간에 대한 고려

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 맥동성분이 실리게 되고 또한 전류센서의 시간지연이 있으므로 최소한 수 [\$\mu\$sec] 이상의 신호 안정화시간이 필요하다. 따라서 그림 2와 같이 스위칭 순간부터 데드타임과 신호 안정화 시간 만큼 경과되어야 전류센서로부터 안정된 신호를 얻을 수 있고, 이때부터 A/D 변환이 시작되어야만 정확한 전류 값을 읽을 수 있다. 전류를 읽기 위하여 필요한 최소스위칭시간은,

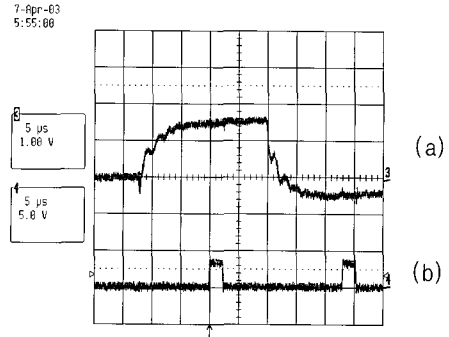


그림 2 (a) 직류링크 전류 파형 (b) A/D 변환 신호
 Fig. 2 (a) DC-link current waveform
 (b) A/D conversion signal

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

이 되며 여기서 T_{DEAD} , T_{SETTLE} , $T_{A/D}$ 는 각각 데드타임, 신호안정화 시간, A/D 변환시간이다. 유효전압벡터의 폭, 즉 그림 1(a)의 T_1 또는 T_2 가 $T_{SAMP(MIN)}$ 보다 작아지면 정확한 전류 측정이 어려워진다. 전동기가 고속으로 운전하는 경우는 유효벡터의 펄스폭이 최소 스위칭 시간 이하로 줄어드는 구간이 짧지만 저속으로 갈수록 전압 크기가 작아지고 따라서 유효벡터 펄스폭이 $T_{SAMP(MIN)}$ 이하로 줄어드는 구간이 증가하여 전류 측정이 어려워지므로 강제로 유효벡터 펄스폭을 최소값 이상으로 증가시켜 전류 측정에 필요한 최소 시간을 확보하여야 한다. 그러나 펄스폭이 줄어드는 것을 강제로 억제하게 되면 전압파형이 왜곡될 수밖에 없고, 이는 전류 왜곡의 증가, 토크 맥동 등의 원인이 되므로 이에 대한 적절한 보상이 필요하다. 전압 왜곡을 보상하기 위한 방법으로는 스위칭 벡터의 위치를 이동시켜 영전압 벡터 구간을 조정함으로써 유효전압벡터 구간을 증가시키는 방법^[2], 유효 전압벡터를 증가시키고 따로 보상 벡터를 인가하는 방법^[3], 유효전압벡터를 증가시키고 다음 여러 주기에 걸쳐 나누어 보상하는 방법^[4] 등이 발표되었다. 이러한 보상방법을 통하여 전류측정을 위한 최소스위칭시간을 확보하면서도 전압 왜곡문제를 완화시킬 수 있다.

3. 새로운 전류측정 방식 및 왜곡 보상

3.1 전류 측정

기존에 발표된 전류 측정방식들은 직류링크전류와 일치하는 출력 상전류를 표 1을 이용하여 판별하는 방

식을 사용한다. 따라서 현재 인가되는 전압벡터를 알고 있으면 직류링크전류와 일치하는 상전류를 간단히 판별할 수 있으며, 공간전압벡터 변조 방식을 사용하는 경우는 인가될 전압벡터를 미리 결정하므로 이러한 방법들이 손쉽게 구현될 수 있다.

PWM 변조회로를 내장한 인버터 전용 마이크로컨트롤러나 DSP가 보편화 되면서 일반 산업용인버터에서는 전압 변조법으로 삼각파비교법을 많이 사용하고 있다. Texas Instrument의 TMS320C240x, Motorola의 56F80x 등 전동기 제어용 DSP나, Intel이나 Atmel, Philips등에서 8051또는 8096 코어를 기반으로 개발한 다양한 전동기제어용 마이크로컨트롤러 등이 대표적인 예이다. 이러한 전동기 제어 전용 컨트롤러를 사용하여 제어부를 구성할 경우 PWM 모듈에 기준 상전압 값을 쓰는 것이 전압변조와 관련된 소프트웨어의 전부이고 나머지 전압변조 과정은 하드웨어에서 자동으로 처리가 된다. 따라서 삼각파 비교법을 전압변조방식으로 사용하는 경우는 기준 상전압 이후의 변환 정보를 직접 알아내기 어려우므로 기존에 발표된 전류측정 방법, 전압왜곡 보상 방법 등을 구현하기가 까다롭다. 본 연구에서는 삼각파비교법에서 손쉽게 구현될 수 있도록 기준 상전압으로부터 직접 직류링크 전류와 상전류와의 관계를 알아내고, 또한 최소스위칭 시간 확보와 전압왜곡보상을 삼각파비교법에서 간단히 구현할 수 있는 방법을 제시한다.

그림 3은 삼각파 비교법에 의한 전압 변조의 한 예로 스위칭 주기 동안 c상 기준전압이 가장 크고, a상 기준전압이 중간, b상 기준전압이 가장 작은 경우이다. 이로부터 얻어진 각상의 게이팅 파형은 그림 3(b)와 같다. 3상 전압 파형들의 조합에 의하여 삼각파의 전반 반주기 동안에 T_0 구간에 영벡터, T_1 과 T_2 구간에 유효벡터, T_3 구간에 영벡터가 인가되며 삼각파의 후반 반주기 동안에는 위의 역순으로 전압 벡터들이 인가된다. 따라서 유효전압벡터가 인가되는 T_1 과 T_2 구간에서 상전류 측정이 가능해진다.

T_0 구간에서 3상 모두 음의 스위치가 모두 'ON'되어 있다. 삼각파 캐리어 크기가 감소하여 기준전압 중 하나와 만나면 세 상 중 한 상의 양의 스위치가 'ON'되게 되어 T_1 구간이 시작되며, 기준전압 크기가 가장 큰 상이 이에 해당한다. T_1 구간에서는 양의 스위치가 하나만 'ON'되어 있으므로 직류링크 전류는 모두 이 스위치를 통하여 흐르게된다. 즉 T_1 구간에서는 기준전압 크기가 가장 큰 상에 흐르는 상전류가 직류링크 전

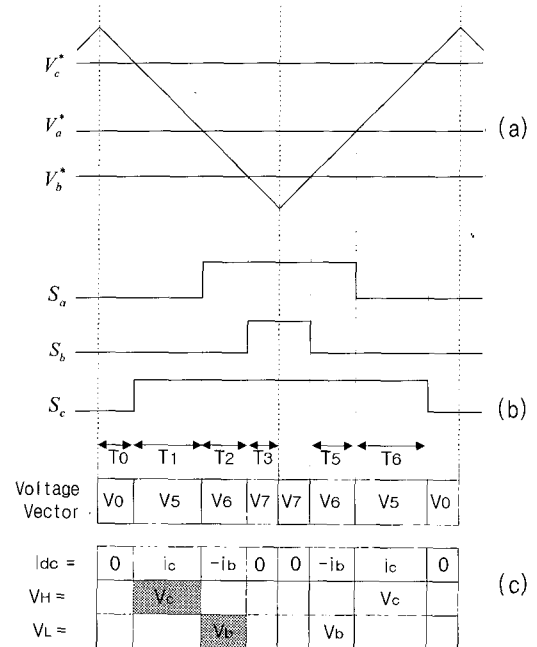


그림 3 (a) 삼각파 비교 PWM
(b) 게이팅 파형
(c) 제안된 방식의 전류 측정 원리

Fig. 3 (a) Carrier-based PWM
(b) gating signal
(c) Current measurement principle of proposed method

류와 일치한다. 그림 3의 경우는 c상 기준전압 V_c^* 가 가장 크므로 T_1 구간에서 직류링크 전류는 c상 전류와 같다.

삼각파 캐리어 크기가 감소하여 중간크기 기준전압과 만나면 또 다른 상의 양의 스위치가 'ON'되어 T_2 구간이 시작된다. 따라서 음의 스위치가 'ON'되어 있는 상은 기준전압 크기가 가장 작은 상 하나뿐이며 직류링크 전류는 모두 이 스위치를 통하여 흐르게된다. 그림 3의 경우는 b상 기준전압 V_b^* 가 가장 작고, 따라서 T_2 구간에서 직류링크 전류는 b상 전류의 크기와 같고 부호가 반대이다.

이와 같이 기준 상전압의 크기 순서를 알면 직류링크전류와 상전류와의 관계를 간단히 알아낼 수 있다. 표 2는 이러한 관계를 정리한 것으로, 최대, 최소 상전압을 알아내기만 하면 표 2와 같이 이에 해당하는 상의 전류 값을 직류링크 전류로부터 바로 알아낼 수 있으므로 공간벡터 변조법에서 보다 구현이 간단하다.

표 2 전압 크기를 이용한 전류 측정 방법
Table 2 Current measurement using voltage magnitude

$t = T_1$			$t = T_2$		
$V_H^* = \text{MAX}(V_a^*, V_b^*, V_c^*)$			$V_L^* = \text{MIN}(V_a^*, V_b^*, V_c^*)$		
$V_H^* =$	\Rightarrow	$I_{dc} =$	$V_L^* =$	\Rightarrow	$I_{dc} =$
V_a^*		i_a	V_a^*		$-i_a$
V_b^*		i_b	V_b^*		$-i_b$
V_c^*		i_c	V_c^*		$-i_c$

3.2 최소변환 시간 확보 및 전압 왜곡 보상

삼각파 변조법에서는 삼각파 캐리어의 기울기에 의하여 전압과 펄스폭과의 관계가 결정된다. 따라서 그림 3의 예에서 유효벡터 인가시간 T_1 은 $k(V_c^* - V_a^*)$, T_2 는 $k(V_a^* - V_b^*)$ 가 된다. 임의의 스위칭 상태에 대하여는 다음과 같다.

$$T_1 = k(V_H^* - V_M^*) = k\Delta V_1 \tag{2}$$

$$T_2 = k(V_M^* - V_L^*) = k\Delta V_2 \tag{3}$$

여기서 V_H^* 는 한 주기에서 가장 큰 기준 상전압, V_M^* 는 중간, V_L^* 은 가장 작은 기준 상전압 이며 k 는 삼각파 캐리어의 기울기이다. 식 (1)의 $T_{SAMP(MIN)}$ 와 전류측정을 위한 최소전압차 ΔV_{MIN} 과의 관계를 다음과 같이 정의할 수 있으며,

$$\Delta V_{MIN} = T_{SAMP(MIN)} / k \tag{4}$$

전류 측정을 위한 최소 스위칭 시간 조건을 다음과 같이 최소 전압차 조건으로 대체할 수 있다.

$$T_1 > T_{SAMP(MIN)} \Rightarrow \Delta V_1^* > \Delta V_{MIN} \tag{5}$$

$$T_2 > T_{SAMP(MIN)} \Rightarrow \Delta V_2^* > \Delta V_{MIN} \tag{6}$$

여기서 ΔV_1^* 과 ΔV_2^* 는 식 (2)와 식 (3)에서와 같이 각각 최대전압과 중간전압의 차이, 중간전압과 최소전압의 차이이다. 식 (5)와 식 (6)의 조건이 만족되지 않을 경우는 기준 상전압 크기를 조정하여 ΔV_1^* 과 ΔV_2^* 가 ΔV_{MIN} 이상이 되도록 하여야 하며, 이 경우 새로운 상전압은 아래와 같이 구해진다.

$$\text{If } (\Delta V_1^* < \Delta V_{MIN}) \tag{7}$$

$$\begin{aligned} \text{then, } V_H &= V_H^* + \Delta V_{MIN} - \Delta V_1^* \\ &= V_H^* + \Delta V_{1COMP} \quad ; t = T_1 \end{aligned}$$

$$\text{If } (\Delta V_2^* < \Delta V_{MIN}) \tag{8}$$

$$\begin{aligned} \text{then, } V_L &= V_L^* - \Delta V_{MIN} + \Delta V_2^* \\ &= V_L^* - \Delta V_{2COMP} \quad ; t = T_2 \end{aligned}$$

식 (7)을 이용하여 원래의 기준상전압 V_H^* 가 V_H 로 변형되면 $V_H - V_M^* = \Delta V_{MIN}$ 가 되어 T_1 구간에서 전류측정을 위한 최소전압차가 확보된다. ΔV_{1COMP} 는 원래의 기준상전압에 더하여진 전압값으로 식 (9)의 왜곡 보상에 사용된다. 식 (8)에 의하여 마찬가지로 T_2 구간에서 전류측정을 위한 최소전압차가 확보된다. 첨자 L과 H는 각각 a, b, c 중의 한 문자이며 표 2에 의하여 결정된다.

스위칭이 일어나고 일정 시간이 지나면 A/D변환기로 직류링크전류를 읽게되며, 이때 읽힌 전류는 표 2의 관계를 이용하여 해당 상전류로 변환된다. 이때 유효벡터 인가시간이 충분치 못할 경우 식 (7) 또는 식 (8)과 같이 기준 전압을 변형시켜야 하며, 이 경우 기준전압은 정현파가 아닌 왜곡된 파형이 된다.

식 (7)이나 식 (8)에 의하여 전압 왜곡이 일어난 경우 왜곡전압의 크기는 ΔV_{1COMP} 와 ΔV_{2COMP} 이다. 한주기 동안에 상전류를 한번씩만 측정하면 충분하므로 그림 3의 T_1 과 T_2 에서만 전류 측정을 하게 되면 삼각파 캐리어의 후반부 구간을 T_1 과 T_2 에서 발생한 전압왜곡을 보상하는 데에 이용할 수 있다. 삼각파 캐리어 전반부에서 기준전압에 더하여진 왜곡전압만큼을 삼각파 후반부에서 빼주면 스위칭 한주기 동안의 평균 전압은 원래의 기준전압 크기와 같아진다.

삼각파 캐리어 후반부 동안의 기준 상전압을,

$$V_H = V_H^* - \Delta V_{1COMP} \quad ; t = T_6 \tag{9}$$

$$V_L = V_L^* + \Delta V_{2COMP} \quad ; t = T_5 \tag{10}$$

와 같이 변형하면 식 (7)과 식 (9)에 의하여 V_H 의 한 주기 평균전압은 원래의 기준값 V_H^* 가 된다. V_L 의 경우도 식 (10)에 의하여 V_L^* 가 된다.

4. 실험 및 결과

4.1 실험장치 구성

실험에 사용된 전동기는 220 V, 1.5 kW 삼상 유도전동기이고 인버터는 IGBT를 이용한 전압형 PWM 인버터이다. 사용된 전류센서는 홀센서 타입으로 출력에 실제 전류 관측을 위하여 2개, 그리고 직류링크에 직류전류 측정을 위하여 1개를 설치하였다.

전압제어 방식은 V/f 일정제어 방식이고 제어기로 Motorola의 56F807 DSP를 사용하였다. PWM 방식은 삼각파 비교법으로 DSP에 내장된 PWM 모듈을 이용하였다. 전류 측정은 내장된 12 bit A/D 컨버터를 이용하였으며 변환시간은 $2.5[\mu\text{sec}]$ 이고 $T_{\text{SAMP}(\text{MIN})}$ 을 $15[\mu\text{sec}]$ 로 설정하였다. 4채널 12 bit D/A 변환기를 외부에 부착, 오실로스코프로 관측 및 기록을 하였다.

인버터 스위칭은 5 kHz 이고 삼각파캐리어에 동기되어 $0.2[\text{msec}]$ 마다 인터럽트를 발생시켜 기준전압 계산, 최소 스위칭시간 확보, 왜곡전압 보상 등의 연산을 수행하였다. 스위칭이 일어난 후 일정시간, 즉 데드타임과 신호안정화 시간이 경과한 후 전류 측정을 시작할 수 있도록 내장타이머를 이용한 보조인터럽트를 발생시켜 전류 측정 루틴을 수행토록 하였다.

4.2 실험 결과

그림 4(a)는 주파수 50 [Hz]에서 제안된 방식을 적용하여 전류측정을 한 결과이다. $i_{a(\text{real})}$ 은 출력 상에 설치된 홀센서로 측정된 실제 상 전류이고, $i_{a(\text{est})}$ 는 제안된 방식으로 추정된 상전류로 실제 전류와 거의 일치하고 있다. v_a^* 는 전류측정을 위하여 식 (7)과 식 (8)에 의하여 변형된 기준 상전압으로 'A1'과 'A2' 구간에서 기준전압에 왜곡이 생긴 것을 알 수 있다. 이는 전류 측정을 위해 최소 스위칭시간이 적용된 경우로 이에 의해 전류파형 $i_{a(\text{real})}$ 에 왜곡이 일어나고 있다.

그림 4(b)는 10 [Hz]의 경우로 전 영역에 걸쳐 전압 왜곡이 일어나고 이에 따라 전류 파형도 크게 일그러져 있다. 그러나 추정전류는 실제 전류를 여전히 잘 추정하고 있다. 'B1' 구간은 식 (7), 'B3' 구간은 식 (8)에 의하여 전압 왜곡이 발생하고, 'B2'에서는 a상 기준전압 크기가 중간이므로 왜곡이 일어나지 않고 있다.

그림 5(a)는 그림 4(a)의 경우에 대하여 전압왜곡 보상을 적용한 경우이다. 그림 5(a)의 'C1'과 'C2'에서 전압왜곡과 이에 대한 전압 보상으로 인한 리플을 볼 수 있고 리플 전압의 주파수는 스위칭 주파수, 즉 5[kHz]

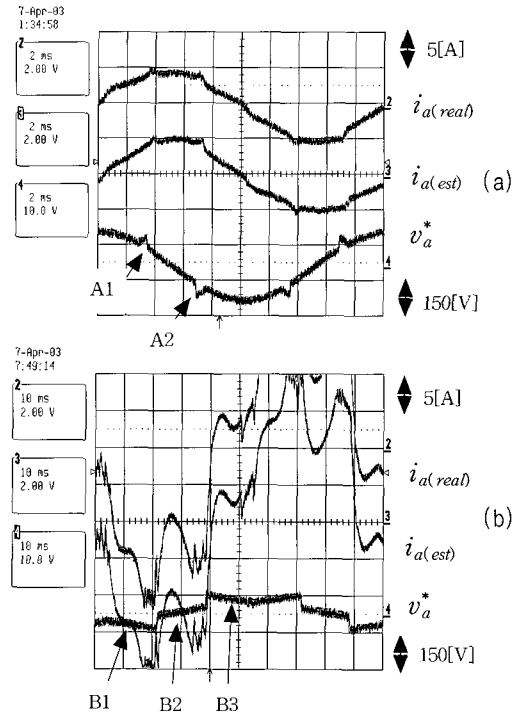


그림 4 실제 상전류, 상전류 추정값 및 기준 전압 파형 (a) 50[Hz] (b) 10[Hz]

Fig. 4 Waveforms of real phase current, estimated phase current and reference voltage (a) 50[Hz] (b) 10[Hz]

이다. 그림 5(b)는 그림 4(b)의 경우에 대하여 전압왜곡 보상을 적용한 것이다. 그림 4(b)의 기준전압 파형에서 'D1' 구간에서는 식 (9), 'D3' 구간에서는 식 (10)에 의하여 보상 전압이 더해진 경우로 그림 4(b)와 비교하여 전류리플이 거의 사라진 것을 볼 수 있다. 그러나 최대 $\pm 70\text{V}$ 정도의 리플 전압이 기준 전압에 실려있다. 이는 전류 측정을 위한 전압왜곡과 이에 대한 보상에서 기인한 것으로 리플전압 크기를 줄이기 위하여는 홀센서보다는 셉트저항과 같이 빠른 전류센서를 사용하는 것이 바람직하다. 전압리플 크기를 줄이기 위하여 여러 샘플링 구간에 나누어 보상전압을 인가하는 방법을 사용하기도 한다^[5]. 이러한 전압 리플은 스위칭 주파수가 가칭주파수 이하일 경우 스위칭 소음을 증가시키지만 고주파 리플이므로 속도제어, 토크 제어 등에는 큰 영향을 미치지 않는다.

그림 6은 전동기를 10 [Hz]에서 50 [Hz] 까지 급히 가속시켜 주파수와 전류가 변하는 과도상태에서 제안된 방식의 성능을 시험한 것으로 추정 전류가 실제 전류와 거의 일치하고 있다.

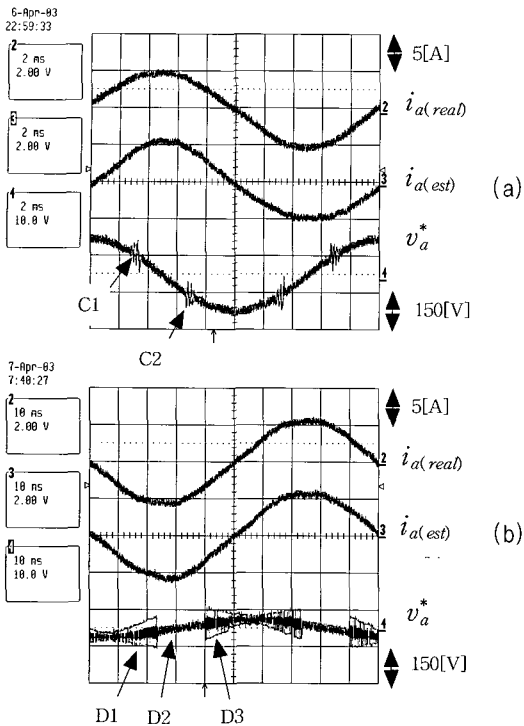


그림 5 왜곡 보상 후의 실 상전류, 상전류 추정값 및 기준 전압 파형 (a) 50[Hz] (b) 10[Hz]
 Fig. 5 Waveforms of real phase current, estimated phase current and reference voltage after distortion compensation (a) 50[Hz] (b) 10[Hz]

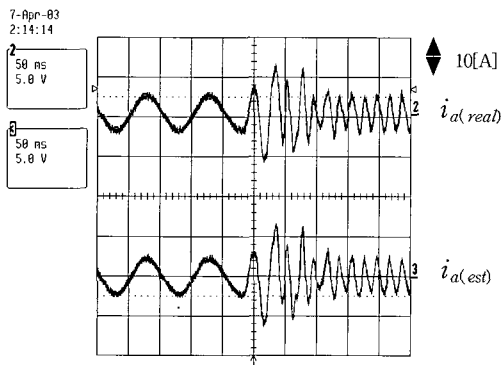


그림 6 과도상태에서의 전류 측정 (10 [Hz]에서 50 [Hz] 까지 가속)
 Fig. 6 Current measurement during transient state (acceleration from 10[Hz] to 50[Hz])

5. 결 론

삼상인버터의 상전류를 직류링크의 한 개의 전류센

서만으로 측정하는 방법을 제시하였다. 기존에 발표된 방식들이 삼각파 비교 전압 변조법에 쉽게 구현하기 어려운 점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 전압벡터 대신에 기준 상전압의 크기를 이용하여 직류링크단 전류값으로부터 삼상 전류를 간단히 추정할 수 있는 방법을 제시하였다. 전류측정을 위하여 필요한 최소 스위칭 시간 확보 및 이에 대한 전압 왜곡의 보상에도 스위칭 시간 대신에 전압 크기를 이용하기 때문에 기존 방식에 비하여 간단하고 효과적으로 전류 측정 알고리즘 및 전압 왜곡의 보상 방법을 적용할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] T. Habetler and D. M. Divan, "Control strategies for direct torque control using discrete pulse modulation", Proc. IEEE/IAS 1989, pp. 514~522., 1989.
- [2] 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.
- [3] 이우철, 현동석, "예측 상대 관측기를 이용한 3상 전압원 PWM 컨버터의 단일센서 전류 제어", 전력전자학회논문지, vol. 4, no. 3, pp. 249~256, 1999.
- [4] Three phase current measurements using a single line resistor on the TMS320F240, Texas Instruments Europe, Literature Number BPRA077, 1998.
- [5] W.C. Lee, D.S. Hyun, and T.K. Lee, "Comparison of Single-Sensor Current Control in the DC Link for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters", IEEE Trans. on Ind. Elec., vol. 48, no. 3, pp. 491~505, 2001.
- [6] Dong-Choon Lee and Dae-Sik Lim, "AC Voltage and Current Sensorless Control of Three-Phase PWM Rectifiers", IEEE Trans. on Power Elec., vol. 17, no. 6, pp. 883~890, 2002.
- [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



김경서(金庚緒)

1982년 서울대 전기공학과 졸업. 1984년 동 대학원 졸업(석사). 1990년 동 대학원 졸업(박사). 1991년~1992년 미국 Univ. of Tennessee Post-Doc. 1984년~현재 LG산전연구소 전력전자연구팀장.