http://dx.doi.org/10.6113/TKPE.2016.21.4.343

3상 인버터에서의 직류단 단일 션트 저항을 이용한 평균 상전류 추정 방법

구현근[1], 염한범[2], 김장목†

Average Phase Current Estimation Method using a DC Link Shunt Resistor in the Three-Phase Inverter

Hyun-Keun Ku[1], Han-Beom Yeom[2], and Jang-Mok Kim†

Abstract

Generally, the average phase current is sampled at the midpoint of a PWM signal for the vector control of an AC motor. The three-phase current can also be reconstructed from a DC-link shunt resistor by sampling the shunt voltage during the active vectors of the SVPWM. However, the reconstructed current is different from the average current because of the deviation of the sampling point from the midpoint of the PWM signal. This paper proposes an algorithm to estimate the average current from the reconstructed current in a single-shunt inverter. The proposed method is derived from the phase current slopes based on switching states and corresponding switching time. In addition, the proposed method is generalized for all the six sectors of the space vector hexagon. The validity of the proposed algorithm is verified with simulations and experiments.

Key words: Average current, Current reconstruction, Current estimation, DC link current, Single-shunt inverter

1. 서 론

AC 전동기의 순시 토크 제어를 위해 상전류 측정은 필수적이다. 상전류를 얻기 위하여 일반적으로 두 개의 전류 센서를 사용한다. 전류 센서를 사용하는 경우, 간편하게 PWM 한 주기에서의 기본파 전류, 즉 평균 전류를 획득할 수 있는 장점이 있다. 하지만 전류 센서의 가격이 비싸고 부피가 크며 센서의 출력과 이를 획득하는 아날로그 회로로부터의 오프셋 및 스케일 에러가 발생 가능한 단점이 있다. 그러므로 인버터 시스템의 가격과 부피를 줄이기 위해 Fig. 1과 같이 직류단에 하나의 션트 저항을 삽입하여 이 저항으로부터 획득된 전류를 복원하는 1-shunt 인버터에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다[1]-[6].

1-shunt 인버터에서는 유효 전압 벡터가 인가될 때, 직류단의 션트 저항으로부터 3상의 전류 정보를 획득할 수 있으며 이는 Table Ⅰ에 나타내었다. 유효 전압 벡터(스위칭 상태)에 따라 직류단 션트 저항에 특정한 전류가 흐르며 한 예로, 공간 벡터 전압 변조 방식(SVPWM, Space Vector PWM)에서 유효 전압 벡터 $V_1(100)$이 인가될 때 Fig. 2와 같이 A 상의 상단 스위치와 B와 C상의 하단 스위치가 켜지므로 직류단 션트 저항에는 A상 전류가 흐른다.

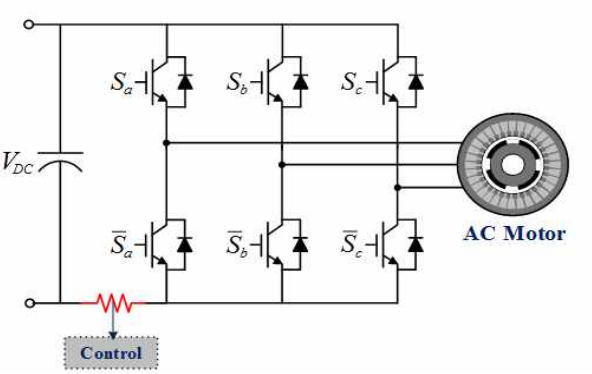


Fig. 1. Configuration of single-shunt inverter.

Paper number: TKPE-2016-21-4-9
Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281
† Corresponding author: jmok@pusan.ac.kr, Dept. of Electrical Engineering, Pusan National University, Korea
Tel: +82-51-510-2366 Fax: +82-51-513-0212
[1] Dept. of Electrical Engineering, Pusan National University
[2] Advanced Control Research 1 Team, LG Electronics, Changwon, Korea
Manuscript received Nov. 6, 2015; revised Nov. 25, 2015; accepted Jun. 26, 2016

TABLE I
DC LINK CURRENT ACCORDING TO SWITCHING STATE

Switching state	i_{DC}
$V_1(100)$	i_a
$V_2(110)$	$-i_c$
$V_3(010)$	i_b
$V_4(011)$	$-i_a$
$V_5(001)$	i_c
$V_6(101)$	$-i_b$
$V_0(000)$, $V_7(111)$	0

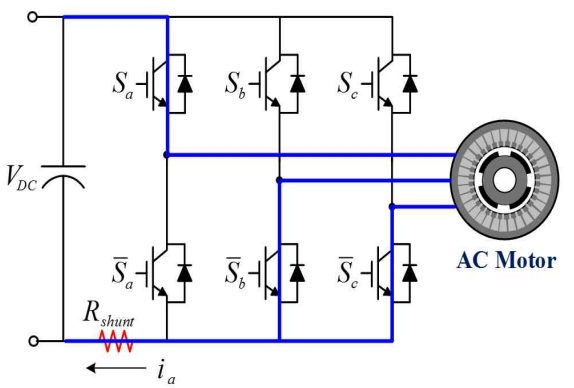


Fig. 2. Current path of the DC link when $V_1(100)$ is applied.

이러한 1-shunt 인버터의 문제점은 크게 2가지가 있다. 첫 번째로 측정 불가 영역이 존재한다는 것이다[3]-[6]. 션트 저항으로부터 정확한 상전류를 획득하기 위해서는 유효 전압 벡터의 인가 시간이 적어도 $T_{\min}$이상이 확보되어야 한다. $T_{\min}$은 식 (1)과 같다.

$$T_{\min} = T_{dead} + T_{settling} + T_{ad} \quad (1)$$

여기서, T_{dead}는 암 단락을 방지하기 위한 데드 타임, $T_{settling}$은 션트 전압의 안정 상태에 도달하기까지의 시간, 그리고 T_{ad}는 ADC (Analog Digital Converter)의 샘플링에 필요한 시간이다.

만약 유효 전압 벡터의 인가 시간이 $T_{\min}$보다 작다면 Fig. 3과 같은 전류 측정 불가 영역이 발생한다. 이러한 측정 불가 영역에서 전류를 복원하기 위해, PWM Shift, 측정 전압 주입, 전류 추정 수식을 이용하는 방법 등이 제안되었다[1]-[6].

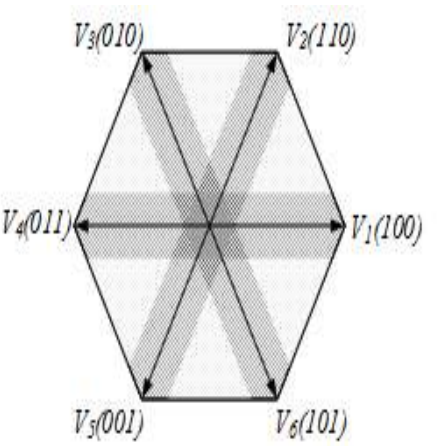


Fig. 3. Unmeasurable area in single-shunt inverter.

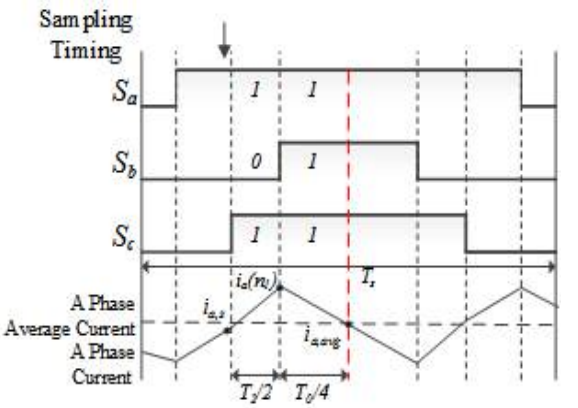


Fig. 4. PWM and A phase current in the sector six.

1-shunt 인버터의 두 번째 문제는 평균 전류를 획득할 수 없다는 것이다[5]. 일반적으로 순시 토크 제어를 위해서는 PWM 한 주기 내의 기본파 전류를 샘플링하여 전류 제어에 이용하며 이러한 평균 전류를 얻기 위해서 SVPWM에서 영 전압 벡터의 중앙에서의 전류를 획득한다[7]. 하지만 1-shunt 인버터에서는 앞서 언급한 것처럼 유효 전압 벡터가 인가될 때 전류를 샘플링하므로 평균 전류를 획득할 수 없다.

따라서 본 논문에서는 1-shunt 인버터에서 직류단 션트 저항을 통해 획득한 상전류로부터 평균 전류를 추정하는 방법에 대해 제안한다. 제안하는 평균 전류 추정 방법은 한 스위칭 주기에서 각 스위칭 상태의 인가 시간을 이용하여 이에 따른 상전류의 기울기를 획득하며 제안한 방법의 타당성은 시뮬레이션과 실험을 통해 증명하였다.

2. 제안하는 평균 전류 추정 방법

Fig. 4는 전압 지령 벡터가 섹터 6에 인가 될 때, PWM 한 주기의 전압 패턴과 A상 전류 파형이다. 션트

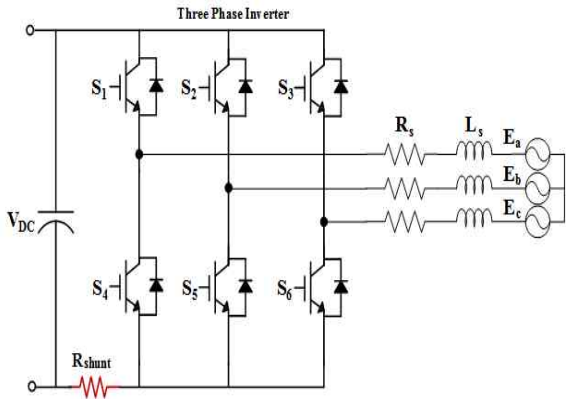


Fig. 5. Equivalent circuit of 3 phase inverter and motor.

저항을 통한 전류 샘플링은 $T_{\min}$을 최대한 확보하기 위해 유효 전압 벡터의 끝에서 이뤄진다. 그래서 Fig. 4와 같이 $V_1(100)$의 끝에서 샘플링하며, Table Ⅰ에 따라 A상 전류를 얻을 수 있다. 이 때 A상 평균 전류 $i_{a,avg}$는 획득된 $i_{a,s}$와 다르기 때문에 정확하게 획득하여야 한다. 이를 위해 스위칭 상태에 따라 1차 근사화된 전류의 기울기와 각 스위칭 상태의 인가 시간을 이용한다.

2.1 스위칭 상태에 따른 전류의 기울기

3상 인버터에서는 총 8개의 스위칭 상태를 가진다. 또한 3상 전동기는 Fig. 5처럼 고정자 저항 R_s, 고정자 인덕턴스 L_s, 그리고 역기전력 E_{abc}로 나타낼 수 있다.

여기서 전동기의 저항 R_s에 걸리는 전압은 작으므로 저항은 무시한다고 가정하면 8개의 스위칭 상태에 따른 3상 인버터와 전동기의 등가회로로부터 테브닌 이론을 통해 각 스위칭 상태에 따른 상전류의 기울기를 유도할 수 있다[8]. 스위칭 상태에 따른 상전류의 기울기는 Table Ⅱ와 같다.

2.2 전압 벡터의 인가 시간

Fig. 6은 전압 지령 벡터가 섹터 6에 인가될 때의 한 스위칭 주기의 삼각 반송파와 3상 극전압 지령 V_{abcn}이다. Fig. 6으로부터 전압 벡터의 인가 시간은 삼각형의 비를 이용하여 식 (3)-(5)와 같이 구할 수 있다[9]. 식 (2)-(5)에서의 V_{abcs}는 A, B, C 상의 상 전압이다.

$$V_{dc} : T_s/2 = (V_{an} - V_{cn}) : T_1/2 \tag{2}$$

$$\frac{T_1}{2} = \frac{T_s}{2V_{dc}}(V_{an} - V_{cn}) = \frac{T_s}{2V_{dc}}(V_{as} - V_{cs}) \tag{3}$$

$$\frac{T_2}{2} = \frac{T_s}{2V_{dc}}(V_{cn} - V_{bn}) = \frac{T_s}{2V_{dc}}(V_{cs} - V_{bs}) \tag{4}$$

$$\frac{T_0}{4} = \frac{1}{4}(T_s - T_1 - T_2) = \frac{T_s}{4}\left[1 - \frac{1}{V_{dc}}(V_{as} - V_{bs})\right] \tag{5}$$

TABLE Ⅱ
CURRENT SLOPE ACCORDING TO SWITCHING STATE

Switching state	A phase current slope	B phase current slope	C phase current slope
000	$\frac{-E_a}{L}$	$\frac{-E_b}{L}$	$\frac{-E_c}{L}$
001	$\frac{-3E_a - V_{dc}}{3L}$	$\frac{-3E_b - V_{dc}}{3L}$	$\frac{-3E_c + 2V_{dc}}{3L}$
010	$\frac{-3E_a - V_{dc}}{3L}$	$\frac{-3E_b + 2V_{dc}}{3L}$	$\frac{-3E_c - V_{dc}}{3L}$
011	$\frac{-3E_a - 2V_{dc}}{3L}$	$\frac{-3E_b + V_{dc}}{3L}$	$\frac{-3E_c + V_{dc}}{3L}$
100	$\frac{-3E_a + 2V_{dc}}{3L}$	$\frac{-3E_b - V_{dc}}{3L}$	$\frac{-3E_c - V_{dc}}{3L}$
101	$\frac{-3E_a + V_{dc}}{3L}$	$\frac{-3E_b - 2V_{dc}}{3L}$	$\frac{-3E_c + V_{dc}}{3L}$
110	$\frac{-3E_a + V_{dc}}{3L}$	$\frac{-3E_b + V_{dc}}{3L}$	$\frac{-3E_c - 2V_{dc}}{3L}$
111	$\frac{-E_a}{L}$	$\frac{-E_b}{L}$	$\frac{-E_c}{L}$

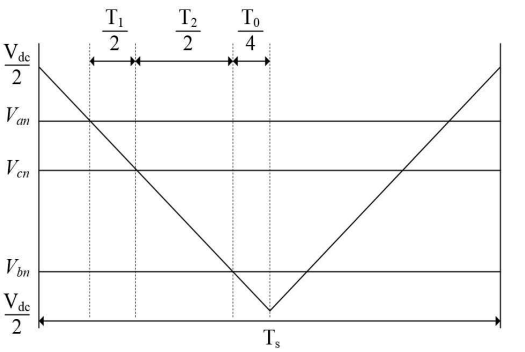


Fig. 6. Carrier wave and pole voltage reference.

2.3 평균 전류 추정

제안하는 평균 전류 추정 방법은 유효 전압 벡터가 인가 될 때 션트 저항으로부터 획득된 전류에 전류 변화량을 고려하여 추정하는 방법이다.

예를 들어, Fig. 7에 전압 지령 벡터가 섹터 6에 인가될 때, PWM 스위칭 패턴과 A상 전류 파형을 보여준다. 스위칭 상태 $V_1(100)$에서 션트 저항 양단의 전압을 샘플링하면 A상 전류 $i_{a,s}$를 획득 할 수 있다.

그리고 스위칭 상태 $V_6(101)$이 인가되는 $\frac{T_2}{2}$동안의 전류 변화량과 스위칭 상태 $V_7(111)$이 인가되는 $\frac{T_0}{4}$ 동안의 전류 변화량을 샘플링 된 A상 전류 $i_{a,s}$에 더하여 A상 평균 전류 $i_{a,avg}$를 추정한다. 전류의 변화량은 1차 근사화 된 상전류의 기울기와 그 인가 시간을 곱하여 얻을 수 있기 때문에 스위칭 상태 $V_6(101)$일 때의 A상 전류 변화량과 $V_7(111)$일 때 $\frac{T_0}{4}$동안의 A상 전류 변화량은 각각 식 (6), (7)과 같다.

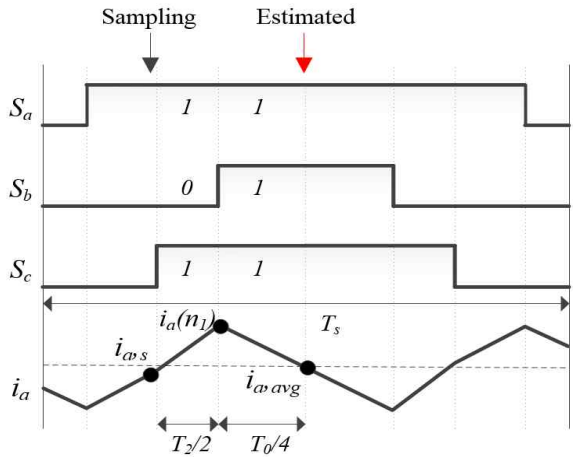


Fig. 7. PWM and a-phase current in sector 6.

$$\frac{-3E_a+V_{dc}}{3L}\times\frac{T_2}{2} \tag{6}$$

$$-\frac{E_a}{L}\times\frac{T_0}{4} \tag{7}$$

식 (6)과 (7)을 이용하여 A상 평균 전류 $i_{a,avg}$는 식 (8)에서 (11)과 같이 구할 수 있다.

$$i_a(n_1)=\frac{(-3E_a+V_{dc})}{3L}\times\frac{T_2}{2}+i_{a,s} \tag{8}$$

$$i_{a,avg}=-\frac{E_a}{L}\times\frac{T_0}{4}+i_a(n_1) \tag{9}$$

$$i_{a,avg}=-\frac{E_a}{L}\times\frac{T_0}{4}+\frac{(-3E_a+V_{dc})}{3L}\times\frac{T_2}{2}+i_{a,s} \tag{10}$$

$$i_{a,avg}=\frac{T_s}{L}\left[\frac{1}{6}(V_{cs}-V_{bs})-\frac{E_a}{4}\left(1+\frac{3V_{cs}}{V_{dc}}\right)\right]+i_{a,s} \tag{11}$$

이와 동일한 방법으로 B상의 평균 전류 $i_{b,avg}$도 Fig. 8을 통해 섹터 6에서 $V_6(101)$ 벡터 스위칭 시의 샘플링 된 B상 전류로부터 식 (12)와 (13)을 통해 획득할 수 있다.

$$i_{b,avg}=-\frac{E_b}{L}\times\frac{T_0}{4}+i_{b,s} \tag{12}$$

$$i_{b,avg}=-\frac{E_bT_s}{4L}\left[1-\frac{1}{V_{dc}}(V_{as}-V_{bs})\right]+i_{b,s} \tag{13}$$

나머지 C상의 전류는 A상과 B상 전류의 합으로부터 획득한다.

이와 같은 방법으로 모든 섹터에 대해 션트 저항을 통해 획득된 전류로부터 추정된 평균 전류는 식 (14)와 (15)처럼 일반화 시킬 수 있다.

TABLE Ⅲ
PARAMETERS OF MOTOR

Parameters	Value
DC voltage	310 [V]
Poles	8
Rated Speed / Current	2000 [rpm] / 13 [A]
Stator resistance	0.2 [Ω]
Stator inductance	1.55 [mH]
Back EMF constant	0.08 [V·s]
Switching frequency	10 [kHz]

$$i_{1st,avg}=\frac{T_s}{L}\left[\frac{1}{6}(V_{2nd}-V_{3rd})-\frac{E_{1st}}{4}\left(1+\frac{3V_{2nd}}{V_{dc}}\right)\right]+i_{1st,s} \tag{14}$$

$$i_{3rd,avg}=-\frac{E_{3rd}T_s}{4L}\left[1-\frac{1}{V_{dc}}(V_{1st}-V_{3rd})\right]+i_{3rd,s} \tag{15}$$

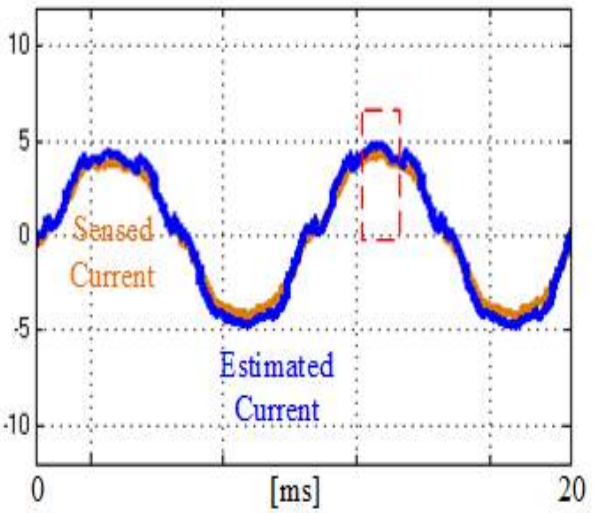
식 (14), (15)는 각각 한 PWM 주기내에서 첫 번째, 두 번째로 인가되는 유효 전압 벡터에의 샘플링된 전류로부터 평균 전류를 추정하는 식이다. 식 (14), (15)에서 첨자 1_{st}, 2_{nd}, 3_{rd}는 한 PWM 주기에서 ON 듀티가 가장 긴 상, 중간인 상, 가장 짧은 상을 의미한다.

3. 시뮬레이션

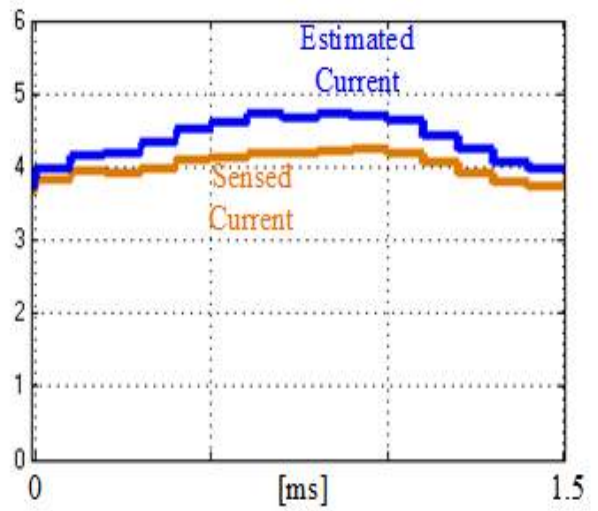
제안한 평균 전류 추정 방법의 타당성을 증명하기 위해 MATLAB/Simulink를 이용한 시뮬레이션을 진행하였다. 1-shunt 인버터에서의 측정 불가 영역에서의 전류는 전류 추정 수식을 이용하여 전류를 복원하였다[6]. 시뮬레이션 및 실험에 사용한 전동기는 표면 부착형 영구자석 동기 전동기이며 제정수는 Table 3에 나타내었다.

Fig. 8(a)는 전동기를 1500[rpm]으로 속도 제어 할 때, 전류 센서로 얻은 A상 전류 및 션트 저항과 전류 추정 수식을 이용하여 복원된 A상 전류이다. Fig. 8(b)는 션트 저항을 통해 획득한 A상 전류의 확대 파형이며 제안한 평균 전류 추정 방법을 적용하지 않았기 때문에 션트 저항을 통해 얻어진 A상 전류는 전류 센서로 얻어진 A상 평균 전류와 차이가 나는 것을 확인할 수 있다.

Fig. 9는 1500[rpm]에서 제안한 평균 전류 추정 방법을 적용했을 때의 전류 파형이다. Fig. 9(a)와 그림 9(b)를 통해 제안한 방법을 적용하였을 때, 전류 센서로 얻은 평균 전류와 추정된 평균 전류가 일치함을 확인할 수 있다.

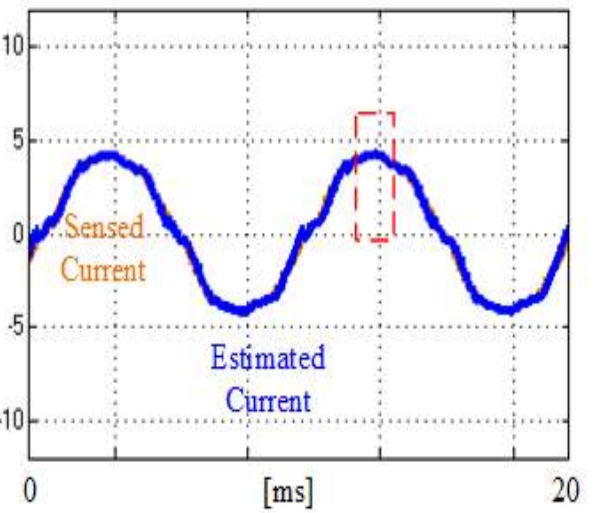


(a) Sensed and estimated current.

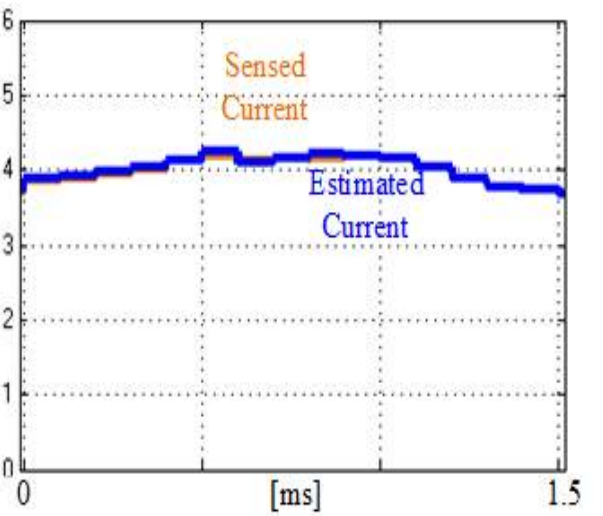


(b) The enlargement currents of Fig. 8(a).

Fig. 8. Current waveform before using the proposed algorithm.



(a) Sensed and estimated current.



(b) The enlargement currents of Fig. 9(a)

Fig. 9. Current waveform after using the proposed algorithm.

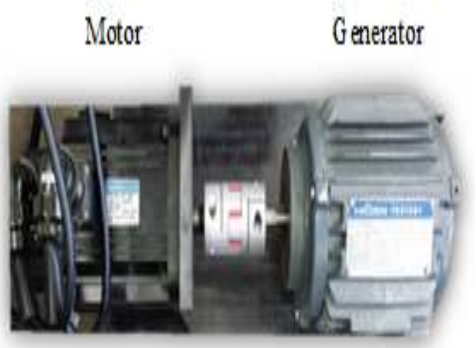


Fig. 10. M/G Set used for experiment.

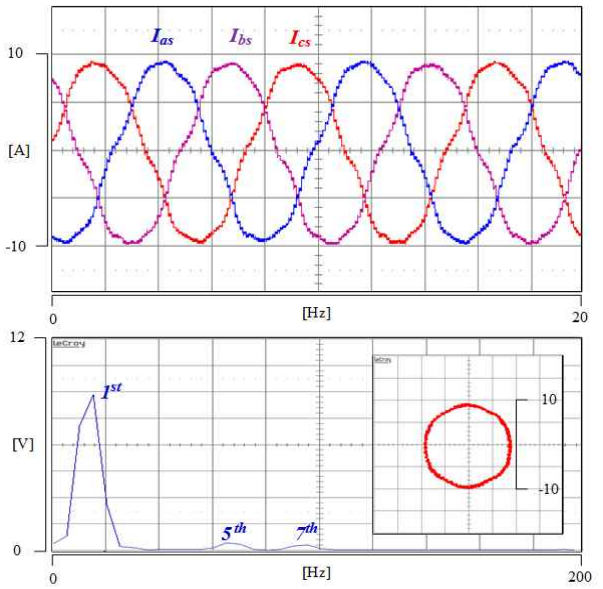
4. 실 험

제안하는 알고리즘을 검증하기 위하여 Fig. 10과 같은 M/G 세트를 이용하여 실험을 수행하였다.

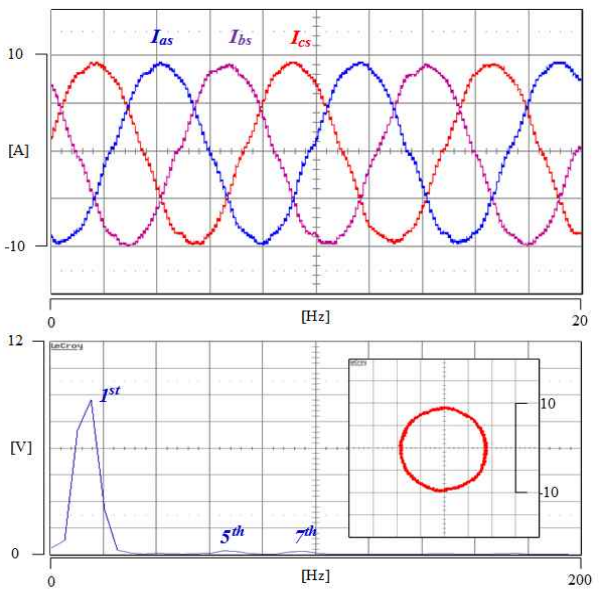
측정 불가 영역에서의 전류 복원 방법과 스위칭 주기 그리고 직류단 전압은 시뮬레이션과 동일하게 진행되었고 복원된 션트 전류를 사용하여 전류 제어를 실시하였다[6].

1-shunt 인버터의 전류를 복원함에 있어서 데드타임의 영향으로 적절한 보상이 없다면 전류 추정이 잘 이루어지지 않기 때문에 Fig. 11은 제안한 평균 전류 추정 방법에 데드 타임을 보상하기 전과 후의 전류 파형을 보여준다. 평균 전류 추정 방법은 기존의 스위칭 상태와 인버터의 등가회로 해석을 통한 1-shunt 전류 추정 방식을 적용하였고 데드타임 보상은 기존에 연구된 논문의 방식을 적용하였다[10].

또한 평균 전류의 복원 정확도를 평가하기 위해 전류 센서를 사용하여 식 (16)을 바탕으로 정확도를 계산하였다.



(a) Without dead-time compensation.



(b) With dead-time compensation.

Fig. 11. Waveforms of the estimating currents.

전류 정확도는 측정한 전류의 RMS값을 바탕으로 전류 센서로부터 획득한 전류와 제안한 평균 전류 추정 알고리즘을 통해 얻어진 전류의 차이를 백분율로 표현한것이며, 전류 센서로 얻은 전류와 평균 전류 추정으로부터 획득된 전류의 차이가 적을수록 정확도가 높음을 알 수 있다.

$$Accuracy(\%) = \left(1 - \frac{Sensed\,current - Estimated\,current}{R.M.S.\,of\,sensed\,current}\right) \times 100 \quad (16)$$

Fig. 12는 1500[rpm]에서 제안한 평균 전류 추정 방법

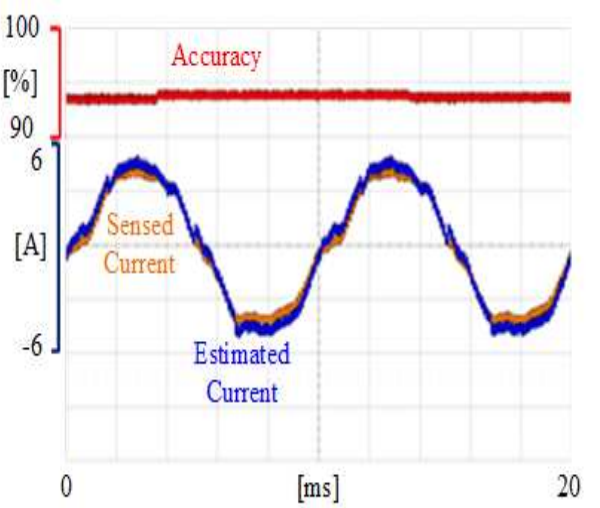


Fig. 12. Current waveform before using the proposed algorithm.

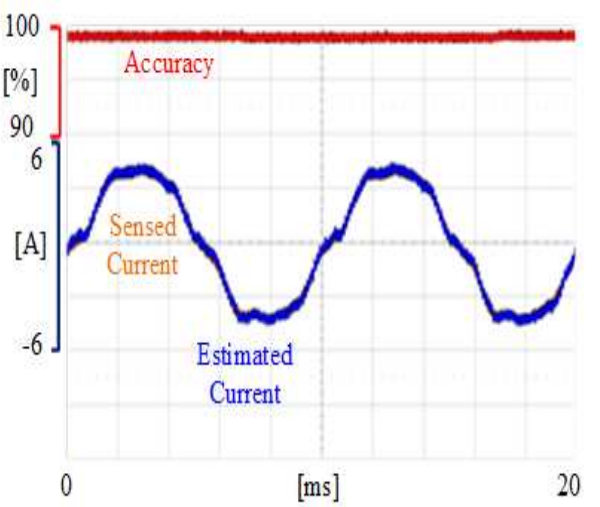


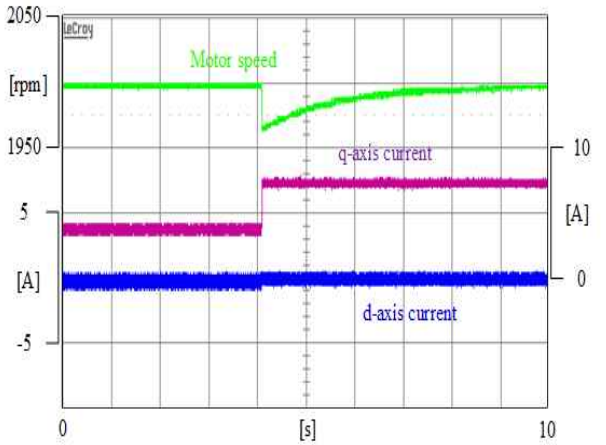
Fig. 13. Current waveform after using the proposed algorithm.

을 적용하지 않았을 때의 전류파형이며 전류 센서로 획득한 전류와 차이가 발생함을 알 수 있고 정확도는 93.5[%]가 계산되었다.

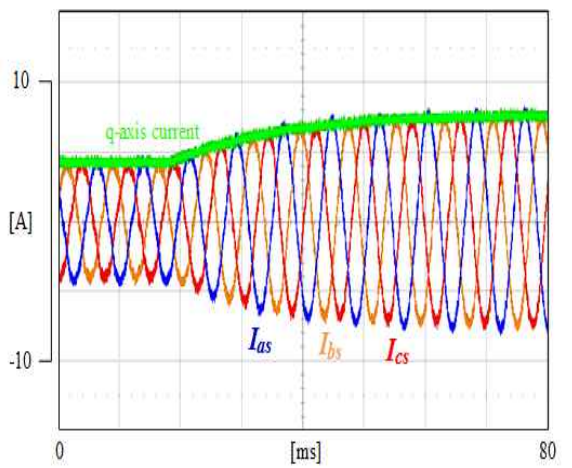
Fig. 13은 1500[rpm]에서 제안한 평균 전류 추정 방법을 적용하였을 때의 전류 파형이다. 전류 센서로 얻은 전류와 복원된 션트 전류의 일치도가 높음을 확인할 수 있고 정확도는 약 99.5[%]로 개선되었다.

따라서 제안한 평균 전류 추정 방법을 적용할 때에 전류 복원의 정확도가 더 높음을 알 수 있다.

Fig. 14(a)와 14(b)는 2000[rpm]에서 제안한 평균 전류 추정 방법을 적용하여 운전 중에 부하 전류의 크기를 4[A]에서 8[A]로 변경하였을 때의 속도와 실제 전류의 결과를 보여주며 부하의 변동에도 영향을 받지 않고 운전됨을 보여준다.



(a) Motor speed and rotational d-q axis currents



(b) Three-phase currents and rotational q-axis currents

Fig. 14. Load change under the 2000[rpm] operation.

5. 결 론

본 논문에서는 1-shunt 인버터에서 평균 전류 추정 방법을 제안하였다. 제안한 평균 전류 추정 방법은 스위칭 상태에 따른 전류의 기울기와 해당하는 스위칭 상태의 인가시간을 이용하여 수식을 기반으로 평균 전류를 추정한다. 이를 통해 1-shunt 인버터에서 션트 저항으로부터 획득 불가능한 평균 전류를 추정할 수 있다. 제안한 평균 전류 추정 방법은 시뮬레이션과 실험을 통해 증명하였고 전류 센서로 얻은 평균 전류와 제안한 알고리즘이 적용되지 않을 때 다름을 확인하고 적용하였을 때의 복원 전류가 전류 센서로부터 얻은 전류에 더 일치하여 전류 복원 정확도가 증가함을 확인하였다.

본 연구는 산업통상자원부와 한국산업기술진흥원이 지원하는 경제협력권산업 육성사업으로 수행된 연구결과입니다.

References

[1] F. Blaabjerg and J. K. Pedersen, “An ideal PWM-VSI inverter using only one current sensor in the DC-link,” *Power Electronics and Variable-Speed Drives*, pp. 458-464, Oct. 1994.

[2] R. Saritha and P. A. Janakiraman, “Sinusoidal three-phase current reconstruction and control using a DC-link current sensor and a curve-fitting observer,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 5, Oct, 2008.

[3] H. R. Kim and T. M. Jahns, “Phase current reconstruction for AC motor drives using a DC link single current sensor and measurement voltage vectors,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, No. 5, pp. 1413-1419, Sep. 2006.

[4] J. I. Ha, “Voltage injection method for three-phase current reconstruction in PWM inverters using a single sensor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, No. 3, Mar. 2009.

[5] J. I. Ha, “Current prediction in vector-controlled PWM inverters using single DC-link current sensor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 2, pp. 716-726, Feb. 2010.

[6] K. S. Kim, H. B. Yeom, H. K. Ku, J. M. Kim, and W. S. Im, “Current reconstruction method with single DC-link current sensor based on the PWM inverter and AC motor,” *on Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2014*, pp. 250-256, Sep. 2014.

[7] S. H. Song, J. W. Choi, and S. K. Sul, “Current measurements in digitally controlled AC drives,” *IEEE Industry Applications Magazine*, Vol. 6, No. 4, pp. 51-62, Jul./Aug., 2000.

[8] D. Jiang and F. Wang, “Current-ripple prediction for three-phase PWM converters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 50, No. 1, pp. 531-538, Jan./Feb. 2014.

[9] D. W. Chung, J. S. Kim, and S. K. Sul, “Unified voltage modulation technique for real-time three-phase power conversion,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, No. 2, pp. 374-380, Mar./Apr., 1998.

[10] H. W. Kim, M. J. Yoon, H. S. Kim, and K. Y. Cho, “Observation and compensation of voltage distortion of PWM VSI for PMSM using adaptive control method,” *The Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 10, No. 1, pp. 52-60, 2005.

구현근(具賢根)

1984년 12월 11일생. 2009년 부산대 전자전기통신 공학부 졸업. 2009년～현재 동 대학원 석·박사 통합과정.

염한범(廉한범)

1989년 2월 11일생. 2014년 부산대 전자전기공학부 졸업. 2016년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2016년～현재 LG전자 HA Advanced Control Research 1 Team 연구원.

김장목(金長睦)

1961년 8월 6일생. 1988년 부산대 전기공학과 졸업. 1991년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1997년～2001년 한전 전력연구원 선임연구원. 2007년 Florida State University 방문교수. 2001년 3월～현재 부산대 전기공학과 교수. LG전자 스마트 제어 센터장. 당 학회 연구사업이사.