

# 초고속 단상 BLDC 전동기의 고역률 전력 제어 방법

이육진<sup>†</sup>, 정부문<sup>1</sup>

## High Power Factor Control of High-speed Single-phase BLDC Motor

Wook-Jin Lee<sup>†</sup> and Bumun Jung<sup>1</sup>

### Abstract

This paper presents a power control method of high-speed single-phase BLDC motor. Most electric appliances require a power factor corrector (PFC) to mitigate grid current harmonics. However, the reactive components and power semiconductors in the PFC increase system cost and dimension. In this paper, a new motor drive system for a high-speed single-phase BLDC motor is proposed, which can decrease grid current harmonics without PFC by directly manipulating motor power and eliminating bulky electrolytic dc-link capacitor. Given that the proposed motor power control method does not require motor current controller, no current sensor is necessary. Moreover, the proposed algorithms can be easily implemented using a low-cost micro-controller. The effectiveness of the proposed power control method is verified by experiments.

**Key words:** Single-phase BLDC motor, Power factor corrector, High-speed motor, Grid current harmonics, Power control, Fan motor

### 1. 서 론

에너지 효율 및 소형화 측면에서 유리한 영구자석 동기 전동기는 전력전자 기술의 발달과 함께 기존의 유도 전동기 또는 직류 전동기가 사용되던 가정용 기기 영역에서 그 쓰임이 빠르게 확대되고 있다. 영구자석 동기 전동기는 세 개의 상을 가지는 삼상의 형태로 주로 사용되지만, 소형의 펌프, 블로워, 청소기와 같은 기기에서는 인버터와 전동기를 일체화한 형태로 삼상 대신 단상의 영구자석 전동기가 사용되기도 한다<sup>[1]-[4]</sup>.

단상 영구자석 전동기는 그림 1과 같이 영구자석이 삽입된 회전자와 단상의 고정자 권선으로 구성되어 있으며, 회전자의 회전에 따라 고정자 권선에 교번하는 전류를 흘려 토크를 얻는 전동기이다. 단상으로 구성되어 있어 회전에 따른 토크 리플이 삼상에 비하여 매우 크다는 단점이 있지만, 그 구조가 간단한 장점이 있고 전

동기 철심의 형상을 비교적 자유롭게 구성할 수 있어 전동기 구동을 위한 인버터의 주요 부품을 배치하는데 유리하여 소형화 측면에서 삼상 전동기에 비해 장점이 있다. 따라서 토크 리플이 중요하지 않은 팬 모터를 비롯한 저가의 구동 시스템에 주로 사용되어 왔다.

한편, 구동 전원으로 가정용 단상 전원을 사용하는 경우, 직류 전압을 만들기 위한 정류 회로 및 전압 유지를 위한 대용량의 직류단 캐패시터가 필요하며, 이로 인하여 입력 전류 고조파가 상승하게 된다<sup>[5-6]</sup>. 그 결과, 입력 파워가 일정 수준 이상일 경우 IEC 61000-3-2와 같은 전류 고조파 규제를 만족시키기 위하여 PFC(Power Factor Corrector) 회로를 사용해야 한다. 그림 2와 같은 PFC 회로는 인덕터, 스위치 및 입력 전류의 제어를 위한 회로가 추가로 사용되며 이러한 추가 부품들로 인하여 전체 구동 시스템의 가격, 부피 및 무게 등이 상승하게 되므로 저가, 소형의 구동 시스템에는 적합하지 않게 된다. 따라서 본 논문에서는 직류단 캐패시터 및 PFC를 삭제하고 최소한의 회로 요소로 동작할 수 있는 구동 방법을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 단상 영구자석 전동기의 구동 방법은 스위치 소자 4개를 사용한 Full-bridge 형태의 인버터를 사용하여 전동기의 입력 파워를 직접 제어할 수 있으며, 조절된 파워로 인하여 입력 전류가 정현파에 가깝게 되어 별도의 PFC 회로가 필요하지 않게 된다. 또한, 고용량의 직류단 캐패시터가

Paper number: TKPE-2016-21-2-7

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

<sup>†</sup> Corresponding author: wj717.lee@samsung.com, Samsung Electronics Digital Appliances Business

Tel: +82-31-8062-8091 Fax: +82-31-8062-7916

<sup>1</sup> Samsung Electronics Digital Appliances Business

Manuscript received Feb. 1, 2016; revised Feb. 13, 2016; accepted Feb. 22, 2016

— 본 논문은 2015년 추계학술대회 우수추천논문임

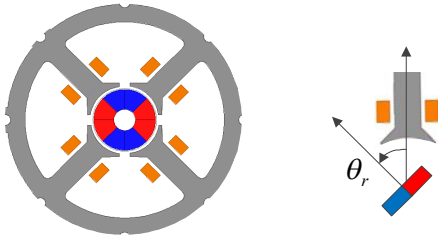


Fig. 1. 4-pole single-phase brushless dc motor.

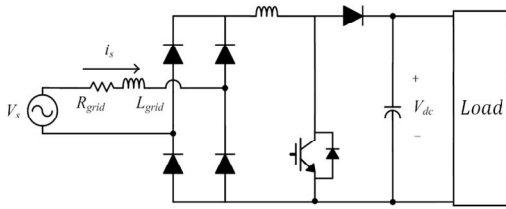


Fig. 2. Single-phase power factor corrector circuit.

필요 없어 소용량의 필름 캐패시터만으로 직류단 구성이 가능하여 부피, 수명 및 가격적인 측면에서 기존의 구동 시스템에 비하여 유리하다. 이러한 특징으로 인하여 제안된 시스템은 청소기와 같이 소형, 저가이면서 내구성이 필요한 가전제품에 적합하다. 또한, 전류 제어를 생략하고 개루프 제어를 통하여 전압을 직접 합성함으로써 모터의 초고속 운전 시 발생하는 전류 제어의 문제를 피할 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 단상 영구자석 전동기의 수학적 모델 및 고속의 영구자석 전동기의 파워를 제어하는 방법에 대하여 설명하고, 3장에서 PFC 없이 입력 전류의 고조파를 억제하여 역률을 높일 수 있는 방법이 제안된다. 4장에서는 프로토타입 전동기 및 인버터를 이용한 실험 결과로 제안된 방법에 대한 검증을 한다.

## 2. 단상 영구자석 전동기 모델 및 파워 제어

### 2.1 단상 영구자석 전동기 모델

단상 영구자석 전동기는 상이 한 개 이므로, 고정자의 전압 방정식은 아래와 같은 하나의 scalar 식으로 표현할 수 있다.

$$v_a = R_s i_a + \frac{d\lambda}{dt} \quad (1)$$

여기서,  $v_a$ ,  $i_a$  는 고정자 전압 및 전류,  $R_s$ 는 고정자 저항,  $\lambda$ 는 고정자 권선의 쇄교 자속이다. 고정자 쇄교 자속은 영구자석에 의한 자속( $\lambda_{PM}$ )과, 고정자 전류에 의한 자속( $\lambda_a$ )으로 아래와 같이 분리할 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda &= \lambda_{PM} + \lambda_a \\ \lambda_{PM} &= K_e \sin \theta_r \\ \lambda_a &= L_s i_a \end{aligned} \quad (2)$$

여기서  $K_e$ 는 역기전력 상수,  $L_s$ 는 고정자 인덕턴스이고,  $\theta_r$ 은 회전자의 고정자 권선과의 상대 위치로 그림1과 같이 정의된다. 식(2)를 (1)에 대입하면, 고정자 전압 방정식은 아래와 같이 된다.

$$v_a = R_s i_a + L_s \frac{di_a}{dt} + K_e \omega_r \cos \theta_r \quad (3)$$

위 전압식 양변에  $i_a$ 를 곱하고, 전기 한주기동안 적분하여 평균 전력을 구하면,

$$\begin{aligned} P_{e_{average}} &= \frac{1}{T} \int^T i_a v_a dt \\ &= \frac{1}{T} \int^T R_s i_a^2 dt + \frac{1}{T} \int^T i_a K_e \omega_r \cos \theta_r dt \\ &= \frac{1}{T} \int^T R_s i_a^2 dt + \frac{1}{T} \int^T i_a v_{emf} dt \end{aligned} \quad (4)$$

위 전력 식에서 첫 번째 항은 동손을 의미하며, 두 번째 항은 역기전력( $v_{emf} = K_e \omega_r \cos \theta_r$ )과 고정자 전류( $i_a$ )의 위상에 따라 발생하는 토크를 의미한다. 위 식 (4)로부터, 역기전력과 동상의 전류가 고정자에 흐를 때, 단위 전류당 전동기의 유효전력이 최대가 되고 반대로 동손이 최소화 되며, 이는 삼상 전동기의 MTPA(Maximum Torque Per Ampere) 운전에 대응된다고 볼 수 있다. 따라서 인버터의 가용 전압이 충분한 상태에서는 고효율 운전을 위하여 역기전력과 전류가 동일 위상이 되도록 제어할 필요가 있으며, 속도가 증가하여 인버터의 가용 전압이 부족한 상황에서는 역기전력과 전동기의 전류 사이의 위상이 벌어지게 되며 그만큼 무효 전력이 발생하여 효율이 저하되는 것을 감수할 수밖에 없다. 이는 영구자석 삼상 전동기의 flux weakening 운전에 대응된다고 할 수 있다.

전동기의 속도/토크 제어에 있어서 일반적으로 전동기의 전류 피드백을 통한 전류 제어가 채용되고 있으나, 초고속 전동기의 경우 기본과 주파수 대비 전류 샘플링 및 출력 전압의 갱신 주파수가 충분치 않기 때문에 제어 안정성에 문제가 있고, 이를 해결하기 위한 기술에는 많은 연산량이 필요하다<sup>[7-8]</sup>. 따라서 저가의 소형 기기에 적용하기에는 적합하지 않으며, 이에 본 논문에서는 전류 피드백 제어를 사용하지 않는 개루프 제어를 통한 전력의 제어를 제안한다.

### 2.2 개루프 제어를 통한 출력 파워의 제어

인버터 출력 전압( $v_{inv}$ )을 역기전력과 동상인 성분인 q축 전압( $v_q$ )과 역기전력보다 90도 뒤진 전압인 d축 전

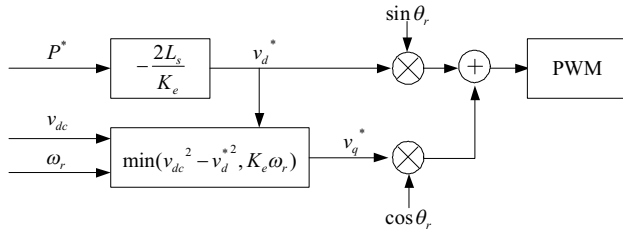


Fig. 3. Proposed power control block diagram.

압( $v_d$ )의 복소함수로 정의하면, 인버터 출력 전압은 아래와 같이 표현된다.

$$v_{inv} = v_q - jv_d \quad (5)$$

고속 운전시의 단상 영구자석 전동기는 식(3)에서 저항 성분을 무시하고 단순하게 고정자 인덕턴스 및 정현파의 역기전력 전압으로 모델링될 수 있고, 2.1절에서 언급한 바와 같이 최고 효율의 운전을 위해서 역기전력과 전동기 전류의 위상을 일치시켜야 하므로 q축 전압 지령( $v_q^*$ )은 아래의 조건을 만족시켜야 한다.

$$v_q^* = K_e \omega_r \quad (6)$$

즉, 인버터 출력 전압의 역기전력과 동상인 성분( $v_q$ )의 크기가 역기전력의 크기와 동일할 경우, 전동기의 역기전력은 인버터 q축 출력 전압( $v_q$ )으로 상쇄가 되고, 역기전력보다 90도 앞선 인버터 음의 d축 전압에 의하여 인덕터에 전류가 흐르게 되므로, 전동기 전류는 역기전력과 동상이 되게 된다. 이때, 전동기의 전류  $i_a$ 는 전동기의 인덕턴스  $L_s$ 와 d축 전압  $v_d$ 로부터 아래와 같이 계산될 수 있다.

$$i_a = -\frac{v_d}{\omega_r L_s} \cos \theta_r \quad (7)$$

따라서, 식(4)의 동손을 제외한 평균 전력은

$$\begin{aligned} P_{out,average} &= \frac{1}{T} \int^T i_a v_{emf} dt \\ &= -\frac{1}{T} \int^T \frac{v_d}{\omega_r L_s} \cos \theta_r K_e \omega_r \cos \theta_r dt \\ &= -\frac{1}{2} \frac{v_d K_e}{L_s} \end{aligned} \quad (8)$$

위 식(8)로부터, 전동기 출력 전력은 d축 전압의 크기 및 역기전력 상수에 비례하고, 인덕턴스의 크기에 반비례함을 알 수 있다. 따라서, 요구 파워의 지령이 있을 경우, d축 전압 지령을 식(4)로부터 아래와 같이 계산함으로써 오픈 루프 파워 제어를 수행할 수 있다.

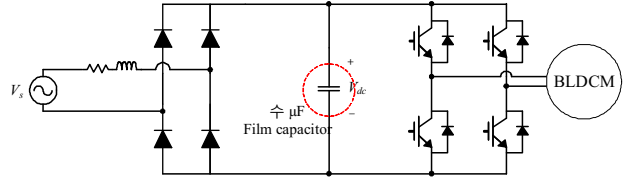


Fig. 4. Reduced dc-link capacitor inverter for improved input current harmonics.

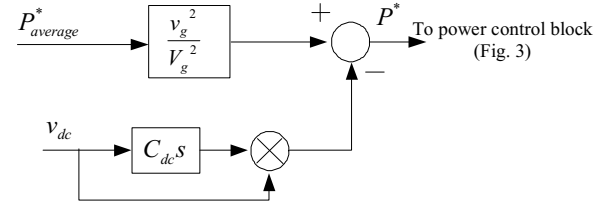


Fig. 5. Average power reference to instantaneous power reference calculation.

$$v_d^* = -\frac{2L_s}{K_e} P^* \quad (9)$$

여기서  $P^*$ 는 요구 파워 지령이다. 이 순시 요구 파워 지령은 다음 장에서 설명할 전류 고조파 억제를 위한 파워 제어기의 출력으로부터 얻어진다.

한편, 속도가 증가함에 따라 역기전력이 증가하므로, 인버터의 직류단 전압( $v_{dc}$ )의 한계로 인하여 더이상 필요한 전압 출력을 낼 수 없는 한계점이 존재하게 된다. 최저 동손 운전을 위한 필요 전압의 크기는 d축 전압 지령과 q축 전압 지령으로부터 구할 수 있으며, 이 전압은 아래의 식과 같이 full-bridge 인버터가 출력할 수 있는 최대 피크 전압인 직류단 전압보다 작아야 한다.

$$\sqrt{v_d^{*2} + v_q^{*2}} = \sqrt{(K_e \omega_r)^2 + \left(\frac{2L_s}{K_e} P^*\right)^2} < v_{dc} \quad (10)$$

따라서 위 식을 만족시키지 못하여 전압 부족 현상이 발생할 경우, 역기전력 상쇄 성분인 q축 전압을 아래와 같이 제한하게 되면, 비록 최소 동손 운전은 아니지만 원하는 파워 출력을 발생시킬 수 있다.

$$v_q^* = \min(\sqrt{(v_{dc})^2 - (v_d^*)^2}, K_e \omega_r) \quad (11)$$

그림 3은 앞에서 언급한 파워 제어 방법의 전체 블록도이다. 회전자의 위치는 홀센서의 edge로부터 구해진 전기각 180도 간격의 위치 정보를 얻을 수 있으며, 각 신호 사이의 시간을 측정하여 회전 속도를 계산하고 그 속도를 180도 간격의 초기 위치각으로부터 적분하여 1차적인 위치 정보를 얻는다. 이렇게 얻어진 1차 위치 정보는 가속, 감소 시에 홀센서 신호의 edge에서 불연속적

이기 때문에 이를 그대로 사용하지 않고 속도 추정기를 거쳐 불연속 정도를 완화시켜 사용한다<sup>[9]</sup>. 상위 제어기의 파워 지령으로부터 d축 및 q축의 전압을 식 (9)와 (11)로부터 구한 뒤 각각  $\sin\theta_r$  및  $\cos\theta_r$ 을 곱한뒤 합하여 최종적인 전압 지령으로 한다. 이 후 삼각파 PWM을 통하여 full-bridge 의 스위칭 패턴을 결정한다. PWM은 일반적으로 unipolar 및 bipolar 방식이 있으며 본 논문에서는 bipolar PWM 방식을 사용하였다. 또한 NdFeB 자석을 사용한 전동기의 경우 역기전력 상수가 온도에 따라 떨어지는 경향을 보이기 때문에 식(9)로부터 얻은 d축 전압으로 개루프 제어를 할 경우 출력 파워도 같이 작아지게 된다. 따라서 정상 상태의 온도에서 측정된 역기전력 상수를 사용하여야 정상 상태의 오차를 줄일 수 있다.

### 3. 전류 고조파 개선을 위한 파워 제어 방법

일반적으로 단상 전원을 사용하는 전동기 구동 시스템은 다이오드 정류기로 정류된 전압을 대용량 직류단 캐패시터를 이용하여 평활하여 직류의 전압을 사용하게 된다. 그러나 큰 캐패시터 용량은 입력 전류의 피크를 크게 하는 방향으로 작용하며, 결과적으로 입력 전류에 많은 전류 고조파를 함유하게 된다. 따라서 입력 전류의 고조파 규제를 만족시키기 위하여 PFC를 사용하거나, 직류단의 캐패시터를 극단적으로 줄이는 방법이 알려져 있다<sup>[4]-[6]</sup>. 직류단 캐패시터의 용량을 줄이는 방법의 경우, 전원 주파수의 2배 주기로 직류단 전압이 0에 가깝게 떨어지는 것이 불가피하기 때문에, 파워/토크에 있어서도 큰 맥동을 피할 수 없다. 그러나 소용량 가진 기기, 특히 팬 부하의 전동기 시스템과 같이 출력 파워/토크의 품질보다는 가격 경쟁력/소형화가 중요한 분야에 있어서는 PFC의 사용 보다는 캐패시터를 줄이는 방향으로 많은 연구 개발이 있어 왔다.

직류단 캐패시터를 줄여 입력 전류 고조파를 줄이는 방법의 기본 아이디어는 계통으로부터 인버터로 투입되는 전력의 모양을 정현파의 제공 형태로 유지할 경우 전원측 입력 전류는 정현파에 가까워진다는 것이다. 그림 4는 직류단 캐패시터의 용량을 수  $\mu\text{F}$ 까지 극단적으로 축소한 전동기 구동 시스템을 보여준다. 줄어든 캐패시터스로 인하여 직류단 전압은 일정하게 유지되지 못하고 정류된 계통 전압과 같이 반주기마다 0으로 떨어지는 모양을 가진다. 따라서 다이오드 정류기는 계속 도통을 하고 계통 전류 또한 끊김 없이 계속 흐르게 된다.

본 논문에서 제안하는 고조파 전류 개선 방법은 다음과 같다. 첫 번째로 입력 전력을 정현파의 제공 형태로 만들 수 있는 인버터의 전력 지령을 만들고, 그 전력 지령을 앞 절에서 제안한 전동기의 파워 지령으로 삼아 전동기의 전력을 제어한다. 먼저 정현파 전원측 전류를 얻기 위한 순시 전력 지령( $P^*$ )은 아래와 같이 계산될 수 있다.

TABLE I  
PARAMETERS OF SINGLE-PHASE PERMANENT  
MAGNET MOTOR AND INVERTER SYSTEM

Parameter	Value
Rated power	500 [W]
Motor resistance	0.3 [ $\Omega$ ]
Motor inductance	1.7 [mH]
Back-EMF Constant	0.0138 [Vrms/(rad/s)]
DC-link Capacitance	6.6 [ $\mu\text{F}$ ]

$$P^* = P_{average}^* \frac{v_g^2}{V_g^2} - C_{dc} v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (12)$$

여기서  $P_{average}^*$ 는 전동기가 출력해야하는 평균 전력이고,  $v_g$ 는 순시 계통 전압,  $V_g$ 는 계통의 rms 전압,  $C_{dc}$ 는 직류단 캐패시턴스이다.

본 논문의 대상인 Fan 부하의 경우 청소기에 사용되는 것으로써 에너지 규제에 인하여 소비 전력의 제한이 있기 때문에, 위치 또는 토크가 아닌 입력 파워가 제어의 대상이 된다. 따라서 평균 전력 지령  $P_{average}^*$ 는 규제치 내의 최대 소비 전력이 되고, 순시 계통 전압  $v_g$ 는 전압의 직접 측정, 또는 계통 전압의 zero crossing detection 등의 기법을 이용하여 얻어낼 수 있다. 식(12)의 첫 번째 항은 계통 전압의 제공의 형태이므로, 정현파의 제공 꼴이며, 그 피크값은 평균 전력 지령의 2배이다. 두 번째 항은 직류단 캐패시터로 충전/방전되는 무효 전력 성분이다. 이 항의 계산을 위하여 직류단 전압을 직접 측정 및 미분하여 사용할 수 있지만, 이 경우 직류단 전압 내의 스위칭 리플 및 측정 잡음에 의하여 신호의 왜곡이 발생할 수 있다. 따라서 계통 전압의 zero-crossing detection을 통하여 추정된 계통 전압에 절대값을 취하여 이상적인 직류단 전압 및 그 미분값을 구하여 사용한다. 위 식 (12)로 얻어진 순시 전력 지령은 2.2절의 전동기 파워 지령으로 사용된다. 평균 파워 지령으로부터 순시 파워 지령을 얻기까지의 계산 블록도를 그림 5에 나타내었다.

### 4. 실험 결과

본 논문에서 제안한 파워 제어 알고리즘의 검증을 위하여 500W 단상 영구자석 전동기를 대상으로 실험을 수행하였다. 실험 대상 전동기는 3-D 임펠러 부하가 축에 직결되어 있으며, 표 1에 대상 전동기 구동 시스템의 주요 파라미터를 표시하였다. 인버터의 스위칭 주파수는 16kHz이며, 제안된 모든 제어 알고리즘 또한 16kHz 주기로 수행된다. 전체 실험 장치의 구성은 그림 6과 같다.



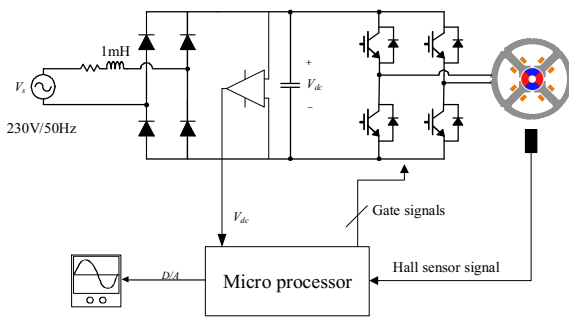
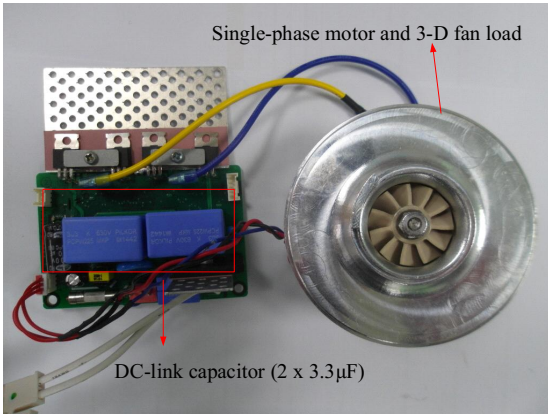


Fig. 6. Experimental setup.

그림7의 (a)는 제안된 단상 전동기 구동 시스템의 정격 부하인 63,000r/min, 500W 출력 상황에서 계통 전압 및 입력 전류 파형이다. 390µF의 일반적인 전해 캐패시터를 직류단에 사용한 시스템에서의 파형 (b)에 비하여 고조파 함유량이 현저히 줄어들어 Power factor가 0.72에서 0.96으로 개선되었다.

그림 8은 동일한 부하 조건에서 고조파 저감을 위한 식 (12)의 순시 파워 지령 계산 결과와 직류단 전압의 파형이다. 직류단 전압은 계통 입력 전류, 즉 정류 다이오드 전류의 도통 구간이 늘어나면서 계통 주파수의 2배 주파수로 0까지 떨어지고, 순시 파워 지령은 계통 전압의 제곱 형태로써 계통 주파수의 2배 주파수의 정현파이다. 이렇게 계산된 순시 파워 지령에 맞춰 식(9)와 식(11)에 의해 그림 9의 d-q축 전압 지령이 각각 계산된다. 그림 9의 d축 전압 지령은 직류단 전압의 마진과는 관계가 없고 순시 파워 지령에 비례하기 때문에 그림 8의 순시 파워의 지령과 거의 동일한 형태를 보이지만, q축 전압 지령은 전압 마진이 부족한 구간에서 줄어들어 0까지 떨어진다. q축 전압은 최소 동손 운전을 위한 전동기 역기전력의 상쇄 성분이기 때문에 이상적으로는 역기전력과 동일한 값이 유지되어야 하지만, 직류단 전압의 맥동으로 인하여 전압 마진이 부족한 현상이 발생하여 주기적으로 0으로 떨어지게 된다. 따라서 전동기는 주기적으로 최소 동손 운전에서 벗어나 동손이 증가한 운전을 하게 됨을 알 수 있다.

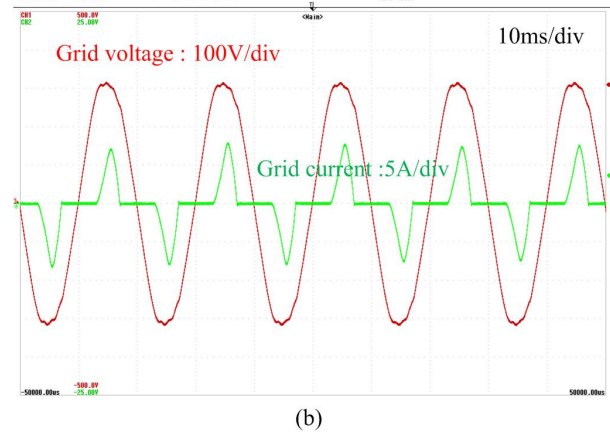
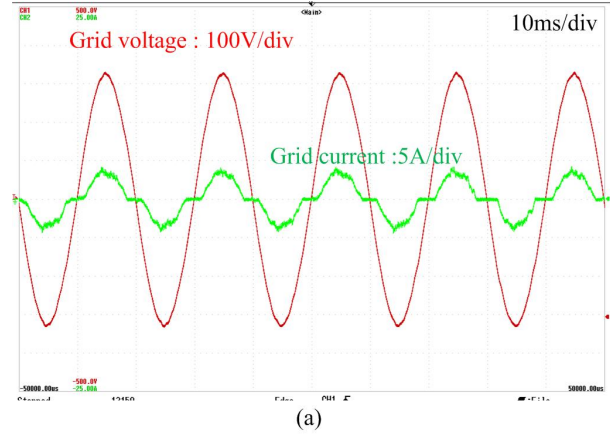


Fig. 7. Grid voltage(red) and grid current(green) of (a) proposed drive system with reduced dc-link capacitor and (b) conventional drive system.

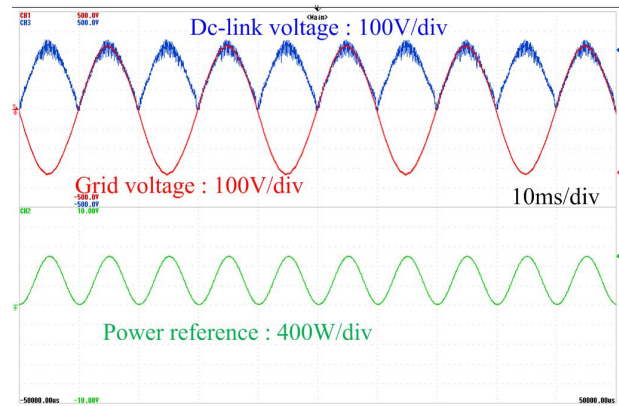


Fig. 8. Instantaneous power reference(green), dc-link voltage(blue) and grid voltage(red) with proposed power control.

그림 9에 같이 나타낸 전동기 전류는 직류단 전압의 맥동에 따라 그 크기가 변화하게 되는데, 직류단 전압이 큰 구간에서 순시 파워 지령도 가장 크고, 전압 마진도 부족하기 때문에 전동기 전류의 크기도 가장 크다. 직류단 전압의 크기가 줄어들면서 파워 지령도 감소하여 전동기 전류의 크기도 줄어들지만, 직류단 전압이 0에 가

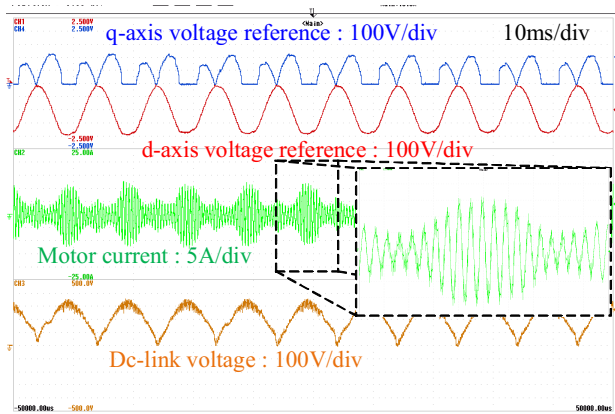


Fig. 9. Motor current and voltage reference waveforms with proposed power control algorithm.

까워지면 다시 전동기 전류가 늘어나게 되는데, 이는 전압 부족 현상으로 인하여 전동기 역기전력을 충분히 보상하지 못하여 무효 전력분 전류의 증가가 두드러지기 때문이다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 PFC 없이 단상 영구자석 동기 전동기의 고역률 구동이 가능한 파워 제어 방법을 제안하였다. 전동기 구동용 인버터에 일반적으로 쓰이는 직류단의 대용량 전해 캐패시터를 삭제함으로써 다이오드 정류기를 통한 입력 전류의 불연속 구간을 줄여 고역률을 얻을 수 있다. 이에 더하여 입력 전류를 정현파로 만들 수 있는 파워 지령을 생성하고 이에 따라 전동기의 파워를 제어함으로써 높은 역률을 얻는 것이 가능하다. 또한, 제안된 파워 제어 방법의 경우 전류 제어를 통하지 않고 전동기의 상수로부터 계산된 전압을 직접 인가하는 방법을 사용하여 고속 회전하는 전동기를 전류 센서 및 고성능의 프로세서 없이 구동 가능할 뿐 아니라, 직류단 전해 캐패시터의 삭제로 인하여 수명 향상, 부피 축소 및 저가격화가 가능하다. 제안된 방법의 타당성은 500W 고속 팬 부하용 단상 영구자석 동기 전동기를 대상으로 검증하였다.

## References

- [1] Z. Q. Zhu, S. Bentouani, and D. Howe, "Control of single-phase permanent magnet brushless dc drives for high-speed applications," in *Proc. Conf. Power Electron. Variable Speed Drives*, pp. 327-332, 2000.
- [2] M. Andriollo, M. De Bortoli, G. Martinelli, A. Morini, and A. K. Tortella, "Design improvement of a single-phase brushless permanent magnet motor for small fan appliances," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 1, pp. 85-95, Jan. 2010.

- [3] L. I. Iepure, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "Hybrid I-f starting and observer-based sensorless control of single-phase BLDC-PM motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 9, pp. 3436-3444, Sep. 2012.
- [4] C. L. Chiu, Y. T. Chen, Y. H. Shen, and R. H. Liang, "Optimizing efficiency driver comprising phase-locked loop for the single-phase brushless dc fan motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, No. 1, pp. 120-126, Jan. 2009.
- [5] W. J. Lee, Y. R. Son, and J. I. Ha, "Single-phase active power filtering method using diode-rectifier-fed motor drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 51, No. 3, pp. 2227-2236, May/Jun. 2009.
- [6] K. Inazuma, H. Utsugi, and H. Haga, "High-power-factor single-phase diode rectifier driven by repetitively controlled IPM motor," *IEEE Transactions on Industry Electronics*, Vol. 60, No. 10, pp. 4427-4437, Oct. 2013.
- [7] J. S. Yim, S. K. Sul, B. H. Bae, N. R. Patel, and S. Hiti, "Modified current control schemes for high-performance permanent-magnet ac drives with low sampling to operating frequency ratio," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 45, No. 2, pp. 763-771, May/Apr. 2009.
- [8] B. P. McGrath, S. G. Parker, and D. G. Holmes, "High-performance current regulation for low-pulse-ratio inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 49, No. 1, pp. 149-158, Jan./Feb. 2013.
- [9] A. N. Yoo, D. C. Lee, C. S. Jun, and S. K. Sul, "Novel speed and rotor position estimation strategy using a dual observer for low-resolution position sensors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, No. 12, pp. 2897-2906, Dec. 2009.



### 이욱진(李旭鎭)

1978년 12월 4일생. 2002년 서울대 전기공학부 졸업. 2004년 동 대학원 전기컴퓨터공학부 졸업(석사). 2009년 동 대학원 전기컴퓨터공학부 졸업(공학박). 2009년~2012년 LG 전자 Home Appliance 연구소 선임연구원. 2012년~2013년 서울대 전기컴퓨터공학부 박사후연구원. 2013년~현재 삼성전자 생활가전사업부 Compressor & Motor 사업팀 책임연구원.



### 정부문(鄭富文)

1986년 4월 13일생. 2011년 부산대 전자전기공학부 졸업. 2011년~현재 삼성전자 생활가전사업부 Compressor & Motor 사업팀 선임연구원.